MEDIOS DE ENLACE

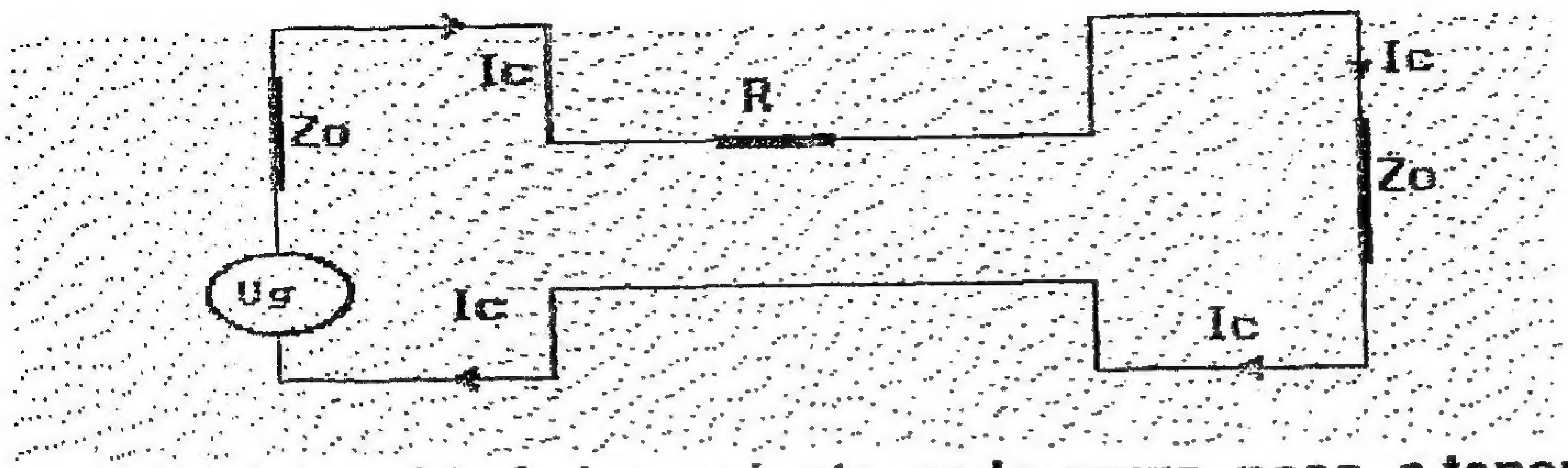
TEORIA DE LAS LINEAS DE TRANSMISION

El propósito de este texto es el de servir de apoyo a los estudiantes de Ingeniería en las carreras. de Electronica,Infomática y Comunicaciones, tal como se desarrollan en las Universidades de nuestro País. Es dable dar especial hincapié a la Universidad Tecnlógica Nacional, donde desde hace años tengo a mi cargo la responsabilidad en la especialización de los alumnos en el área de la Propagación Electromagnética, el Electromagnetismo , Antenas y Medios de Enlace.

Desde que el contenido del texto versa sobre los medios físicos de enlace,libres o guiados, interprétese,línea bifilar abierta,cable coaxial, fibra óptica o guías de onda en general, alcanzando a las antenas o elementos irradiantes, puede bién equipararse, tal como ocurre en otras Universidades, a la asignatura que tiene directa relación con la Introducción a las Comunicaciones.

Se detectan de la lectura de los diversos capítulos los rasgos de la experiencia profesional adquirida merced a la actuación simultánea y desde hace muchos años en la Gerencia de Informática y Comunicaciones de Yacimientos Petrolíferos Fiscales,Empresa que ha sido pionera en nuestro País en materia de RadioEnlaces de Microondas de Larga Distancia. necesidad generada fundamentalmente en virtud del tendido de los poliductos.

Como se indica más arriba, la pérdida en los conductores se halla sintetizada en una resistencia en serie.



La intensidad de corriente en la carga pasa a tener ahora el valor:

2. $$I_C = \frac{U_g}{R + 2.Z_o}$$

La pérdida se determina en función de la relación:

3. $$\alpha = \frac{I_C}{I_g}$$

Reemplazamos 1 y 2 en la 3.

4. $$\alpha = \frac{2.Z_o}{2.Z_o + R} = \frac{1}{1 + \frac{R}{2.Z_o}}$$

Si las pérdidas se miden en Nepers,la expresamos;

5. $$\alpha(Neper) = \ln\left(\frac{I_C}{I_g}\right) = -\ln\left(1 + \frac{R}{2.Z_o}\right)$$

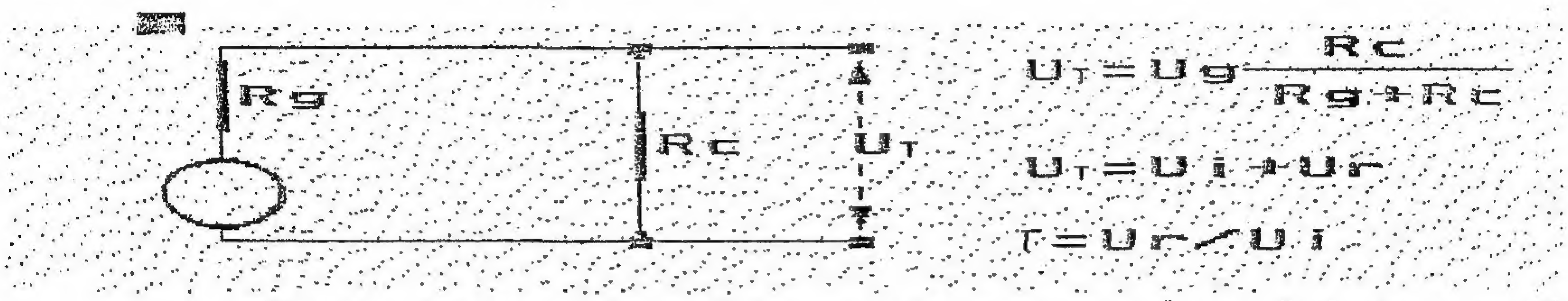
De donde:

6. $$e^{-\alpha} = 1 + \frac{R}{2.Z_o}$$

Si ahora recordamos el desarrollo en serie de Maclaurin:

0060.-LA TRANSMISIÓN ELEMENTAL

Cuando mediante un generador alimentamos una carga resistiva se produce un proceso de transmisión de la energía.



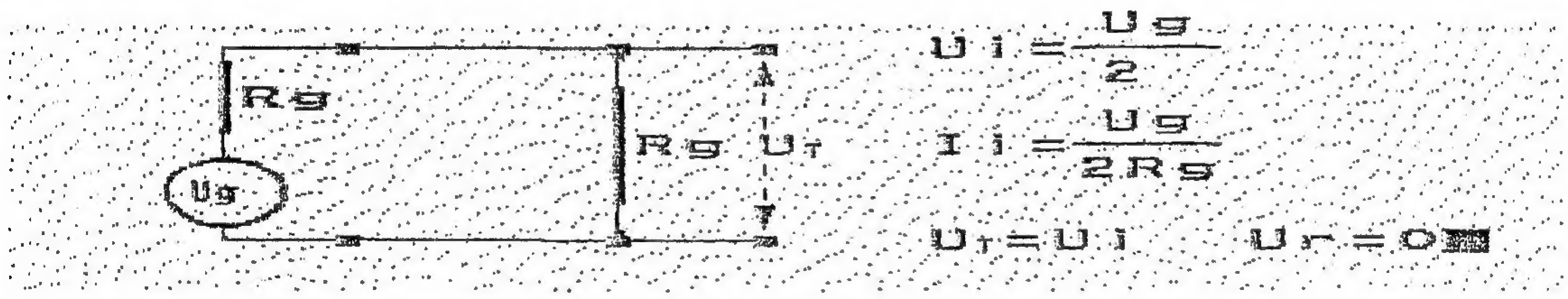
En los bornes de salida contamos con la señal transmitida la cual coincide con la señal sobre la carga.

El teorema de superposición de Maxwell afirma que la señal transmitida es la composición de dos términos, uno , la señal incidente, mientras que el otro , es la señal reflejo.

0061.-TENSION Y CORRIENTE INCIDENTE

Tanto la tension incidente como la corriente incidente son valores referenciales basados en la condicion óptima.

La Teoría de Circuitos nos demuestra que la condición de máxima transferencia se produce cuando la resistencia de carga es igual a la resistencia interna del generador.



0062.-POTENCIA INCIDENTE

De acuerdo a un razonamiento elemental la potencia incidente referencial se obtiene mediante el producto de tension y corriente incidente.

1.) $$P_i = U_i \bullet I_i = \frac{U_g^2}{4 \bullet Rg}$$

El valor hallado óptimo, se corresponde con la potencia máxima transmitida a la carga.

2). $$P_{MAX} = \frac{{U_g}^2}{4 \bullet Rg}$$

0063.-POTENCIA TRANSMITIDA EN LA CARGA

3). $$P_T = P_i - P_r$$

4). $$\Gamma = \frac{U_r}{U_i}$$

5) $$\Gamma = \frac{I_r}{I_i}$$

6) $$\Gamma^2 = \frac{U_r . I_r}{U_i . I_i} = \frac{P_r}{P_i}$$

De la ecuacion 6). incorporada en la 3).

7) $$P_T = P_R = P_i .(1 - \Gamma^2)$$

0064.-TENSION REFLEJO

La tension transmitida a la carga , de acuerdo al teorema de superposición es:

8). $$U_T = U_i + U_r$$

Según el razonamiento precedente:

9). $$U_g \frac{R_C}{R_G + R_C} = \frac{U_g}{2} + U_r$$

Despejando el valor de la tension reflejo:

10). $U_r == U_g\left(\frac{R_C}{R_G+R_C}-\frac{1}{2}\right)=U_g\,\frac{2R_C-(R_G+R_C)}{2(R_G+R_C)}=\frac{U_g}{2}.\frac{R_C-R_G}{R_C+R_G}$

De acuerdo a lo expresado mas arriba, la tension incidente está dada por:

11). $U_i=\frac{U_g}{2}$

Por lo tanto:

12). $U_r=U_i.\frac{R_C-R_G}{R_C+R_G}$

0065.-COEFICIENTE DE REFLEXION

De la última expresion, se deduce:

13). $\frac{U_r}{U_i}=\Gamma=\frac{R_C-R_G}{R_C+R_G}=coeficiente\ de\ reflexion$

0066.-CORRIENTE REFLEJO

Siguiendo el mismo razonamiento podemos sostener que la corriente total transmitida, según el principio de superposición es;

14) $I_T=I_i-I_r=\frac{U_g}{R_G+R_C}$

Si, con el mismo criterio la corriente incidente es la que se corresponde con la adaptación de referencia:

15) $I_i=\frac{U_g}{2\times R_G}$

Surge que:

16) $$I_r = I_i - I_T = \frac{U_g}{2 \times R_G} - \frac{U_g}{R_G + R_C}$$

Efectuando la operacion algebraica, tenemos:

17) $$I_r = \frac{U_g}{2 \times R_G}\left(\frac{R_C - R_G}{R_C + R_G}\right) = I_i \times \Gamma$$

0067.-POTENCIA REFLEJADA

si multiplicamos la ecuacion 12 por la última:

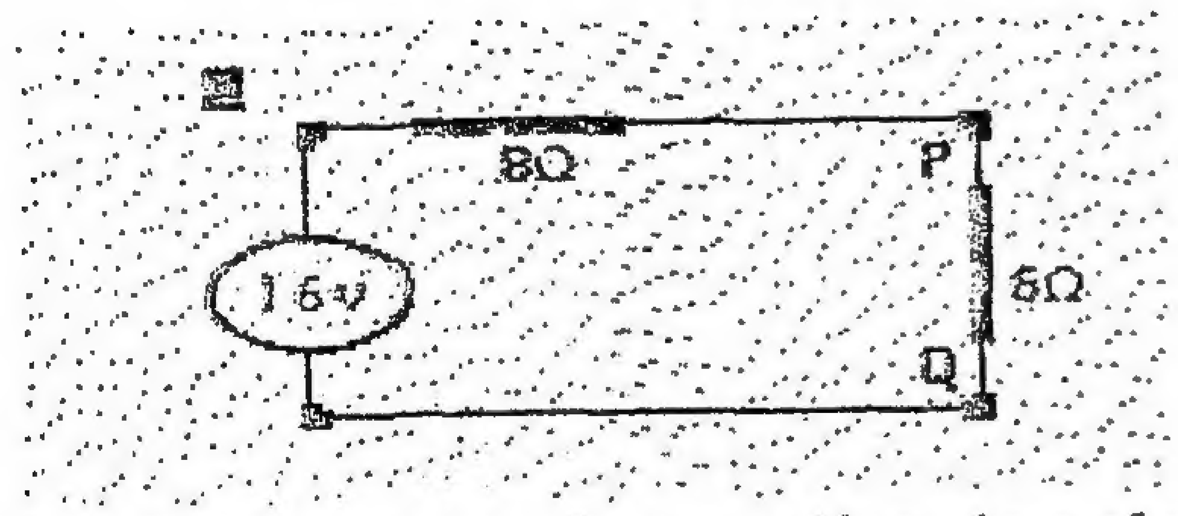
18) $$U_r \times I_r = U_i \times I_i \times \Gamma^2 = P_i \times \Gamma^2$$

Con lo cual nos reencontramos con la ecuacion 6.

19) $$P_r = P_i \times \Gamma^2$$

0068.-EJERCICIO RESUELTO

De tiene un medio de enlace, representado por el siguiente circuito equivalente:



Se pide encontrar: a)La tension Incidente b)La Intensidad de la Corriente Incidente

SOLUCION:

a)La tensión incidente se tiene cuando la resistencia de carga coincide con la resistencia interna.

1) $$U_1 = \frac{U_g}{2} = \frac{16v}{2} = 8volt$$

b)La intensidad de corriente incidente se tiene cuando la resistencia de carga coincide con la resistencia interna.

2) $$I_i = \frac{U_g}{2 \times R_G} = \frac{16v}{2 \times 8\Omega} = 1amper$$

A título de verificación, podemos multiplicar ambas expresiones y el resultado arrojado debe coincidir con la potencia máxima ó incidente.

3) $$P_{i,} = P_{max} = \frac{U_g^2}{4 \times R_G} = \frac{16^2}{4 \times 8} = 8watios$$

Asimismo podemos calcular el coeficiente de reflexión

4) $$\Gamma = \frac{R_C - R_G}{R_C + R_G} = \frac{6-8}{6+8} = -0{,}1428$$

De ésta manera calculamos la potencia en la carga.

5) $$P_T = P_C = P_i(1-\Gamma^2) = 8 \times (1 - 0{,}1428^2) = 7{,}8368watios$$

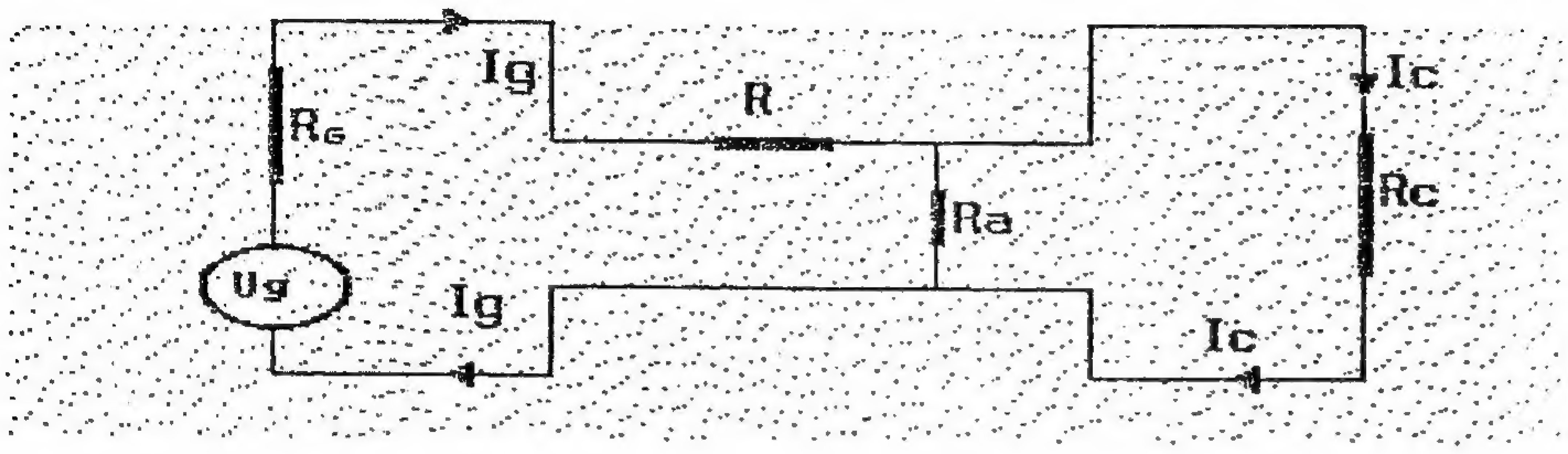
Al mismo resultado se llega aplicando la teoria de circuitos

6) $$P_R = I^2 \times R_C = \left(\frac{16v}{(6+8)\Omega}\right)^2 6\Omega = 7{,}8367watios$$

De ésta manera verificamos la similitud y paralelismo entre la teoría de los campos y la teoría de circuitos.

0068.-PERDIDA DEL CABLE

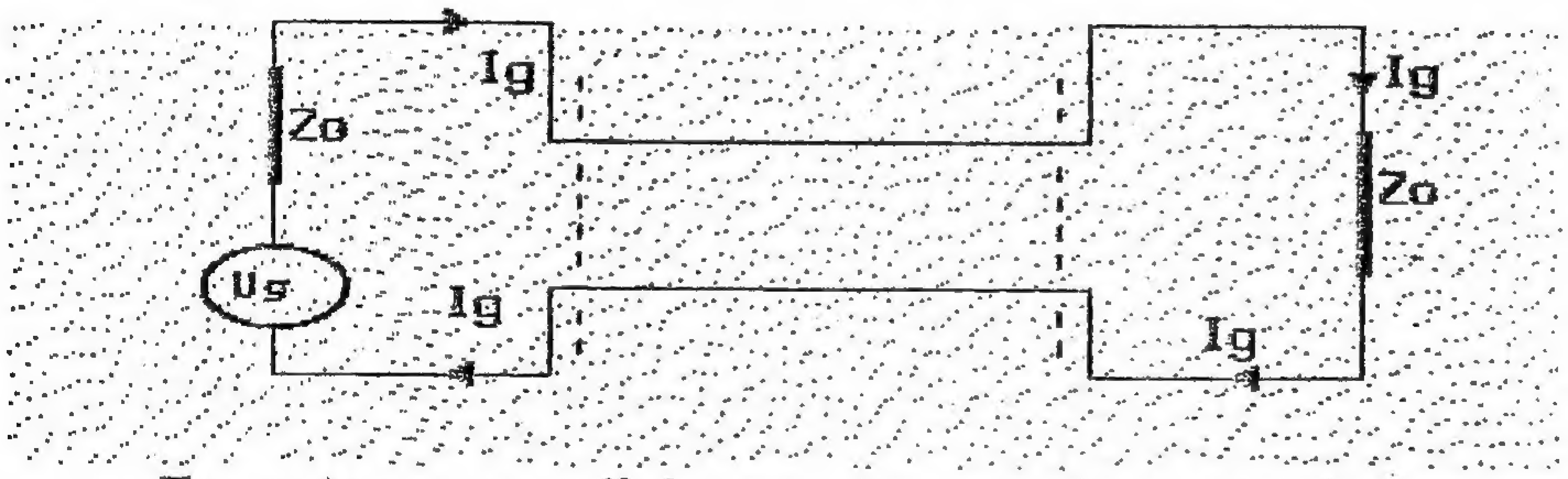
Los factores disipativos del cable lo conforman los materiales conductores y aislantes del mismo.Las pérdidas ocasionadas por los conductores se hallan sintetizadas en una resistencia intercalada en serie mientras que las pérdidas ocasionadas por los aislantes se hallan sintetizadas en una resistencia en paralelo.



0069.- CALCULO DE LAS PERDIDAS

Para calcular las pérdidas adoptamos como referencia el caso ideal, es decir la condicion de máxima transferencia en la transmision.

Ello ocurre cuando la resistencia de carga se iguala a la interna del generador y consecuentemente todas igualadas a la impedancia característica del cable.



En estas condiciones la corriente en la carga coincide con la corriente en la entrada y vale.

1. $$I_g = \frac{U_g}{2 \times Z_o}$$

0070.-PERDIDA EN LOS CONDUCTORES

Como se indica más arriba, la pérdida en los conductores se halla sintetizada en una resistencia en serie.

página 9 al principio?

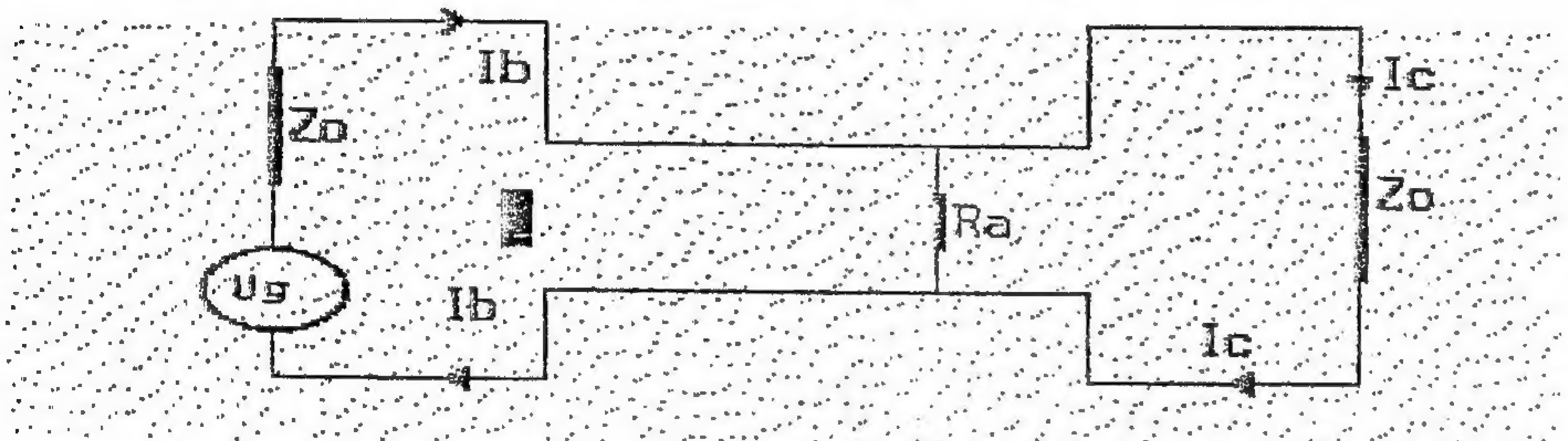
7. $$e^{-\alpha} = 1 - \alpha + \frac{\alpha^2}{2}$$

Si consideramos que : $\alpha << 1$, se puede afirmar que:

8. $$\alpha = \left|\frac{R}{2.Z_o}\right|$$

0071.-PERDIDA EN EL AISLANTE

Como se indica más arriba, la pérdida en los aislantes se halla sintetizada en una resistencia en paralelo. .



La intensidad de corriente en la carga pasa a tener ahora el valor:

9. $$I_C = \frac{U_g.R_a}{Z_o^2 + 2.Z_o.R_a}$$

La pérdida se determina en función de la relación:

3. $$\alpha = \frac{I_C}{I_g}$$

Reemplazamos 1 y 9 en la 3.

$$10. \quad \alpha = \frac{\dfrac{U_g.R_a}{Z_o^{\,2} + 2.Z_o.R_a}}{\dfrac{U_g}{2.Z_o}} = \frac{2.Z_o.R_a}{Z_o^2 + 2.Z_o.R_a} = \frac{1}{1 + \dfrac{Z_o}{2.R_a}}$$

Si las pérdidas se miden en Nepers,la expresamos;

$$5. \quad \alpha(Neper) = \ln\left(\frac{I_C}{I_g}\right) = -\ln\left(1 + \frac{Z_o}{2.R_a}\right)$$

Con el mismo criterio expuesto precedentemente llegamos a la conclusión que la pérdida ocasionada por el aislante está dada por:

$$11. \quad \alpha(Neper) = \left|\frac{Z_o}{2.R_a}\right|$$

En la práctica , en lugar de trabajar con la resistencia de aislamiento se trabaja con la conductancia de pérdidas del cable:

$$12 \quad G = \frac{1}{R_a}$$

De donde, la pérdida en el dieléctrico se expresa:

$$11. \quad \alpha(Neper) = \left|\frac{Z_o.G}{2}\right|$$

0072.-PERDIDA TOTAL EN EL CABLE

Agrupando las expresiones 8 y 11 obtenemos la fórmula de la atenuación total del cable.

$$13. \quad \alpha_{Total} = \alpha_C + \alpha_D = \left|\frac{R}{2.Z_o}\right| + \left|\frac{Z_o.G}{2}\right|$$

0073.-CABLE COAXIAL DE MINIMA ATENUACION

Los materiales aislantes utilizados en los cables coaxiales conllevan a sostener que la conductancia de pérdidas en el dieléctrico, siempre y cuando la frecuencia de operación no supere los 2,5Gigahertz, puede ser despreciable.

Por tal motivo la fórmula para el cálculo de la atenuación utilizada por los fabricantes se resume a :

$$14 \qquad \alpha(Neper) = \left|\frac{R}{2.Z_0}\right|$$

En la Sección 0046, desarrollamos la expresión que nos otorga la resistencia por unidad de longitud del cable, cuando el mismo se halla sometido a frecuencias de operación superiores. Es decir:

$$15. \qquad R(\Omega / m) = 4{,}15 \times 10^{-8} \times \sqrt{f}.\left(\frac{1}{a}+\frac{1}{b}\right)$$

Por otra parte la impedancia característica del cable coaxial está dada por:

$$16 \qquad Z_0(\Omega) = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon}}\ln\left(\frac{b}{a}\right)$$

Reemplazando la 15 *y 16* en la 14;

$$17 \qquad \alpha = \frac{4{,}15 \times 60 \times 10^{-8} \times \sqrt{f}}{\sqrt{\varepsilon} \times \ln\left(\frac{b}{a}\right)}\left(\frac{1}{b}+\frac{1}{a}\right)$$

Considerando cual una variable independiente, a la relacion $\frac{b}{a} = x$, la misma puede ser expresada de la siguiente manera:

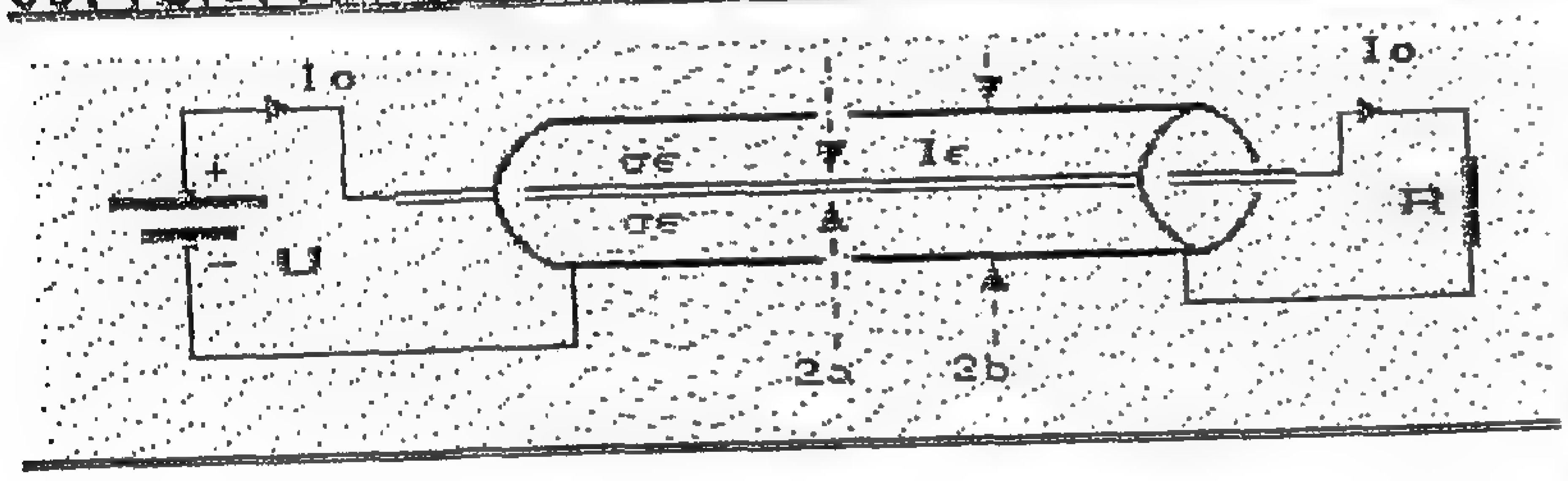
18 $\alpha = K \times \dfrac{(x+1)}{\ln x}$

Aplicando el analisis matematico:

19 $\dfrac{d\alpha}{dx} = 0$

De donde surge que la condicion de mínima atenuacion se tiene cuando $\dfrac{b}{a} = 3{,}6$

0071BIS.-RESISTENCIA DE AISLAMIENTO DEL CABLE



Las pérdidas producen una conductividad nociva en el material aislante que atraviesa la superficie global del mismo.

La corriente de fugas está dada por:

$$1. I_\varepsilon = \iint J.d\Sigma$$

Donde la integración se efectua a través de las infinitas capas cilíndricas del dieléctrico desde el nervio central hasta la cubierta.

Por otro lado la densidad superficial de corriente está dada por :

$$2. \quad J_\varepsilon = \sigma_\varepsilon.E$$

$$3. \quad d\Sigma = 2.\pi.r.dl$$

Donde ??es la conductividad de pérdidas del dieléctrico.

La diferencia de potencial que se desarrolla a lo largo de la corriente de fugas:.

$$4.U = \int_a^b E.dr$$

:

El campo eléctrico guarda relación con la densidad de corriente superficial de fugas por a través de la conductividad de pérdidas.

$$5. \quad E = \frac{J_\varepsilon}{\sigma_\varepsilon} = \frac{I_\varepsilon}{2.\pi.r.\ell.\sigma_\varepsilon}:$$

Reemplazamos ahora en la 4.

$$6.U = \frac{I_\varepsilon}{2.\pi.\ell.\sigma_\varepsilon}\int_a^b \frac{dr}{r} = \frac{I_\varepsilon}{2.\pi.\ell.\sigma_\varepsilon}\ln(b/a)$$

De donde mediante aplicación de la ley de Ohm,tenemos:

$$7 \quad .R_a = \frac{1}{2.\pi.\sigma_\varepsilon.\ell}.\ln\frac{b}{a}$$

Consecuentemente,Se determina así,la conductancia de pérdidas del dieléctrico por unidad de longitud,

$$8 \quad .G_a = \frac{2.\pi.\sigma_\varepsilon}{\ln\frac{b}{a}}$$

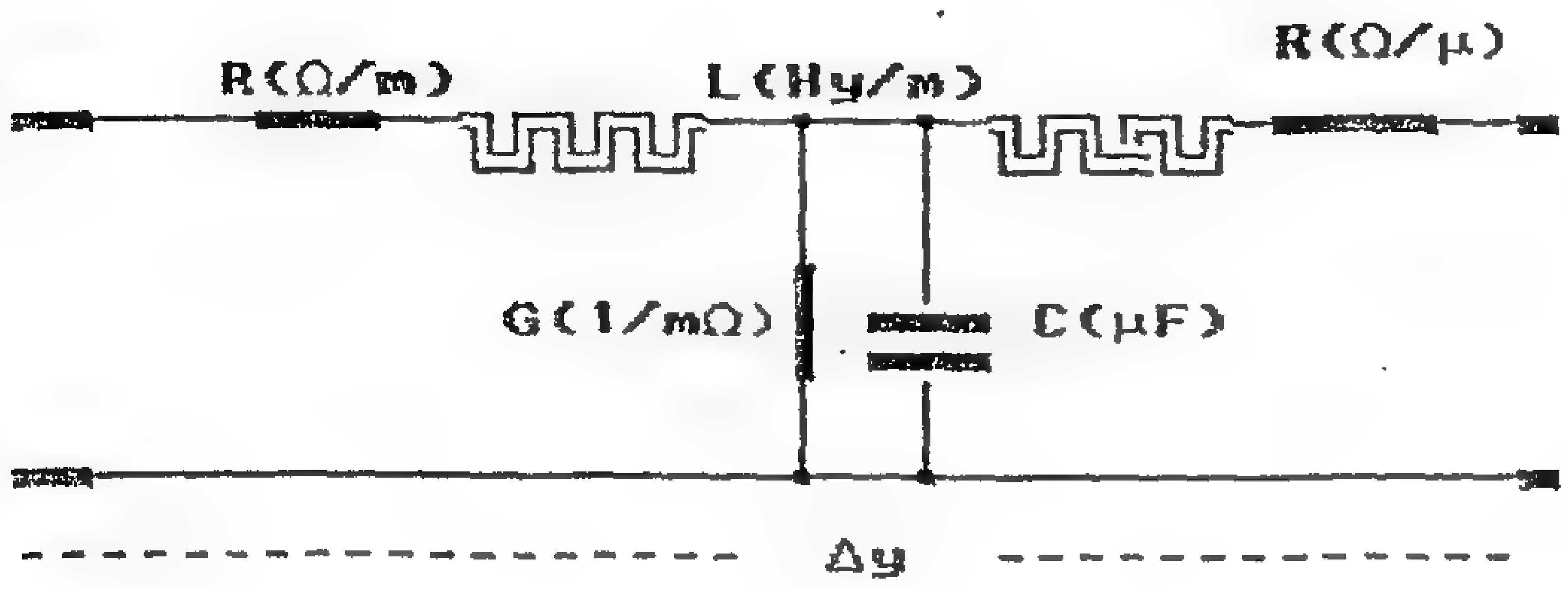
Si consideramos,la capacidad distribuida que presenta el cable:

0074.- TEORIA DE LA LINEA DE TRASMISION

Comenzamos el estudio queconsiderando una línea compuesta de dos conductores paralelos

Consideramos un punto de la línea.Dicho punto es infinitesimal, por lo que ese elemento , por ello pertenece a una línea infinita.

En ese punto infinitesimal contamos con un cuadripolo diferencial compuesto de parametros primarios expresados por unidad de longitud.



Si aplicamos la ley de Ohm a dicho cuadripolo

1 $$\frac{dU}{dy} = -(R + j\omega L).I$$

2. $$\frac{dI}{dy} = -(G + j\omega.C).U$$

Tanto el potencial U como la intensidad de la corriente I, son además funciones armónicas del tiempo.

El objetivo que se persigue es estudiar en función del espacio la variación del potencial y la intensidad de corriente.

Derivamos la ecuación 1.

3. $$\frac{d^2\dot{U}}{dy^2} = -\dot{Z}.\frac{d\dot{I}}{dy}$$

El segundo factor del segundo miembro, coincide con la ecuación Nº 2.

4. $$\frac{d^2\dot{U}}{dy^2} = \dot{Z}.\dot{Y}.\dot{U}$$

Nos reencontramos con la ecuación de D'Alambert es decir la ecuación de las ondas.

5. $$\frac{d^2\dot{U}}{dy^2} - \dot{Z}.\dot{Y}.\dot{U} = 0$$

Identica expresión obtenemos para la instensidad de la corriente.

6. $$\frac{d^2\dot{I}}{dy^2} - \dot{Z}.\dot{Y}.\dot{I} = 0$$

El punto sobre la letra significa la función del tiempo.Téngase en cuenta que en el caso de la impedancia o admitancia la dependencia temporal se identifica con:

7. $$\frac{d}{dt} = j.\omega$$

Resolución de la Ecuación Diferencial

La trasformada de Laplace es la metodología apropiada para el fín que se persigue.

8. $$U(s).s^2 - U(0).s - U^{'}(0) = \dot{Z}.\dot{Y}.U(s)$$

9. $$U(s) = \frac{U(0).s}{s^2 - \dot{Z}.\dot{Y}} + \frac{U^{'}(0)}{s^2 - \dot{Z}.\dot{Y}}$$

Antes de antitransformar tengamos en cuenta que:

10. $U^{'}(0) = -\dot{Z}.\dot{I}(0)$

11. $I^{'}(0) = -\dot{Y}.\dot{U}(0)$

12. $Z_o = \sqrt{\frac{\dot{Z}}{\dot{Y}}}$

Con estas condiciones de contorno que surgen de las ecuaciones previas.

13. $U(y) = \frac{Uo + Io\,Zo}{2} e^{-\sqrt{Z.Y}.y} + \frac{Uo - IoZo}{2} e^{\sqrt{Z.Y}.y}$

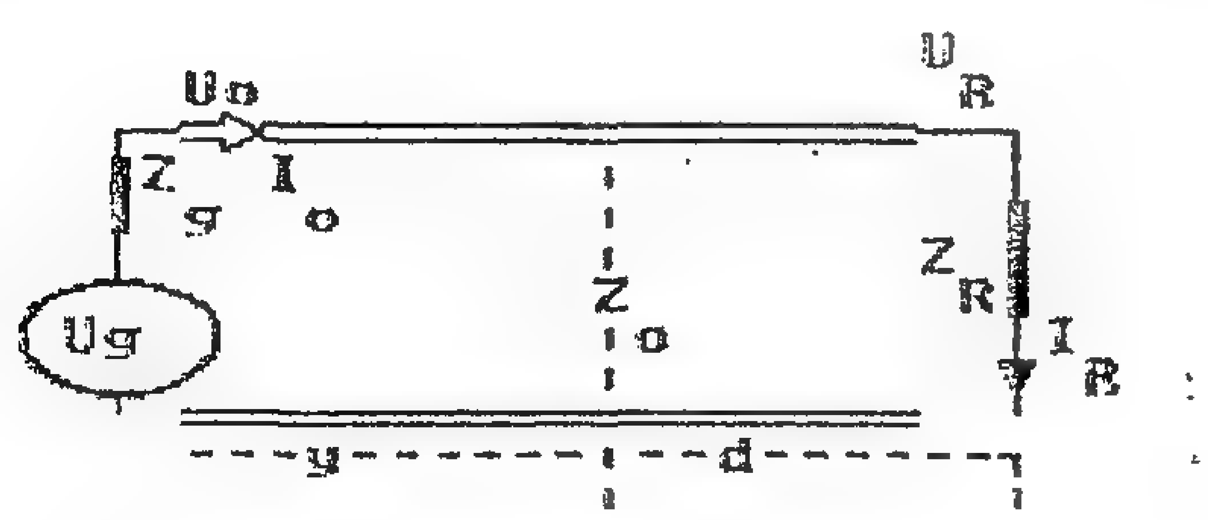
14. $I(y) = \frac{Uo + IoZo}{2Zo} e^{-\sqrt{Z.Y}.y} - \frac{Uo - Io.Zo}{2Zo} e^{\sqrt{Z.Y}.y}$

Las ecuaciones 13 y 14 constituyen las expresiones fundamentales que permiten estudiar todos los aspectos que hacen a la propagacion guiada.

Debemos destacar que dichas expresiones se basan en la información que se dispone del generador, ubicándonos en un punto del vínculo a una distancia "y' del mismo.

Es decir nos permite conocer tanto el potencial como la intensidad de la corriente, módulo y fase en cualquier punto del recorrido.

Contempla todas las posibilidades y todo grado de adaptación del sistema de comunicacion.



La longitud total es:

15. $l = y + d$

de donde:

16. $y = l - d$

Si reemplazamos en la 13 y 14 nos arroja:

17. $$U = \frac{U_o + I_o Z_o}{2} e^{-\sqrt{\dot{Z}.\dot{Y}}.(l-d)} + \frac{U_o - I_o.Z_o}{2} e^{\sqrt{\dot{Z}.\dot{Y}}.(l-d)}$$

Si descomponemos la exponencial de acuerdo a los dos terminos del exponente:

18. $$\frac{U_o + I_o.Z_o}{2} e^{-\sqrt{Z.Y}l} = \frac{U_R + I_R.Z_o}{2}$$

Significa que cuando la onda incidente llega a la carga se genera una nueva fuente que emite una señal que viaja en sentido contrario.

Las ecuaciones se transforman en virtud de ello, tomando de referencia la misma carga.

19. $$U = \frac{U_R + I_R.Z_o}{2} e^{\sqrt{Z.Y}.d} + \frac{U_R - I_R.Z_o}{2} e^{-\sqrt{Z.Y}.d}$$

20. $$I = \frac{U_R + I_R.Z_o}{2.Z_o} e^{\sqrt{Z.Y}.d} - \frac{U_R - I_R.Z_o}{2.Z_o} e^{-\sqrt{Z.Y}.d}$$

El par de ecuaciones 13 y 14 como así también el par de ecuaciones 19 y 20, constituyen el pilar fundamental para el desarrollo de todos los estudios concernientes a los medios de enlace, en especial a la determinación de los parámetros intervinientes en la propagación de la ondaelectromagnética.

Si tenemos en cuenta que por ley de Ohm aplicada sobre la carga se cumple que:

21. $$U_R = I_R \times Z_R$$

Podemos escribir las ecuaciones últimas de la siguiente forma:

22. $$U = I_R \frac{Z_R + Z_o}{2} e^{\sqrt{Z.Y}.d} + I_R \frac{Z_R - Z_o}{2} e^{-\sqrt{Z.Y}.d}$$

23. $$I = I_R \frac{Z_R + Z_o}{2.Z_o} e^{\sqrt{ZY}..d} - I_R \frac{Z_R - Z_o}{2.Z_o} e^{-\sqrt{Z.Y}.d}$$

0075.REFLEXION

La reflexión de la señal propagada se mide con el coeficiente de reflexion.

Se trata de la relacion entre la señal reflejo y la señal incidente.Dichas componentes se visualizan en las expresiones precedentes y al relacionarlas se tiene:

24. $$\Gamma = \frac{U_{reflex}}{U_{incid}} = \frac{Z_R - Z_O}{Z_R + Z_O} \times e^{-2\sqrt{ZY}.d}$$

Si nos ubicamos en la carga, d=0, por lo que la reflexion vale:

25. $$\Gamma_R = \frac{Z_R - Z_0}{Z_R + Z_0}$$

Pero tengamos en cuenta que la impedancia de carga en el caso más desfavorable cuenta con parte reactiva adicional.

26. $$Z_R = R_R + JX_R$$

Ello nos conduce a expresar el coeficiente de reflexion en la carga en forma fasorial, contemplando tanto el módulo como la fase en la carga.

27. $$\dot{\Gamma}_R = \left|\dot{\Gamma}_R\right|.e^{J\theta}$$

Significa que el coeficiente de reflexion en funcion de la distancia a la carga, dado por la ecuacion 24, nos queda.:

28 $$\dot{\Gamma}(d) = \left|\dot{\Gamma}_R\right|.e^{-J\theta}.e^{-2.\sqrt{ZY}.d}$$

0076.-COEFICIENTE DE PROPAGACION

Las funciones potencial (U) y corriente(I) a lo largo de la línea dependen de la distancia "d". Dicha variable forma parte del exponente de la exponencial.El coeficiente del exponente se constituye por ende en el coeficiente de propagación.

1. $$\gamma = \sqrt{ZY} = \sqrt{(R + J\omega.L) \bullet (G + J\omega.C)}$$

Los parámetros primarios R,L,G y C, correspondientes a un cable coaxial se expresan por unidad de longitud.

2. $$R\left(\frac{\Omega}{m}\right) = 4{,}15 \times 10^{\ 8} \times \frac{\sqrt{f}}{}\left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b}\right)$$

3. $$L\left(\frac{Hy}{m}\right) = \frac{\mu.\mu_0}{2.\pi} \times \ln\left(\frac{b}{a}\right)$$

4. $$C\left(\frac{Farad}{m}\right) = \frac{2 \times \pi \times \varepsilon \times \varepsilon_0}{\ln\left(\frac{b}{a}\right)}$$

5. $$G\left(\frac{1}{\Omega m}\right) = \omega \times C \times \operatorname{tg}\delta = \omega \times \frac{2 \times \pi \times \varepsilon \times \varepsilon_0}{\ln\left(\frac{b}{a}\right)} \times \operatorname{tg}\delta$$

El coeficiente de propagacion depende fundamentalmente de la frecuencia. La conductancia de pérdidas se circunscribe al dieléctrico y se determina en virtud del angulo δ,parámetro éste suministrado por el fabricante del cable.

Podemos apreciar que la conductancia es directamente proporcional a la frecuencia, mientras que la resistencia de los conductores es directamente proporcional a la raíz cuadrada de la frecuencia.

En este aspecto cabe destacar la razón por la cual superado considerablemente el valor de la frecuencia, 2,5Gigahertz aproximadamente, el cable coaxial pierde utilidad a raíz de las fugas o cargas eléctricas inducidas en el dieléctrico que lo convierten en un conductor.

0077.-COEFICIENTE DE PROPAGACION EN MUY ALTA FRECUENCIA

El coeficiente de propagación es un número complejo.

6. $\gamma = \alpha + J\beta = \sqrt{(R + J\omega.L) \bullet (G + J.\omega.C)}$

donde α, es la constante de atenuacion y β es la constante de fase.

En muy alta frecuencia, se cumple que: $\omega.L >> R \quad \omega.C >> G$

Por ello:

7. $\gamma = \alpha + J\beta = J.\omega.\sqrt{L.C}$

Al despreciar R y G, surge que: $\alpha = 0$

Consecuentemente el coeficiente de propagacion es:

8. $\gamma = J.\beta = J.\omega.\sqrt{L.C.}$

Entonces cuando la línea carece de pérdidas, las funciones potencial y/o corriente pueden expresarse así.

9. $$U = I_R \frac{Z_R + Z_0}{2} \times e^{J\beta.y} + I_R \frac{Z_R - Z_0}{2} \times e^{-J\beta.y}$$

10. $$I = I_R \frac{Z_R + Z_0}{2.Z_0} \times e^{J.\beta.y} - I_R.\frac{Z_R - Z_0}{2.Z_0} \times e^{J.\beta.y}$$

0078.-VELOCIDAD DE LA PROPAGACION

La ecuación 8 precedente nos permite efectuar la siguiente operación.

11. $$\frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{L.C}}$$

Si reemplazamos en la 11. las ecuaciones 3 y 4 de la Seccion 0076, tenemos.

12. $$\frac{\omega}{\beta}=\frac{1}{\sqrt{\frac{\mu.\mu_0}{2.\pi}\ln\left(\frac{b}{a}\right)\bullet\frac{2.\pi.\varepsilon.\varepsilon_0}{\ln\left(\frac{b}{a}\right)}}}=\frac{1}{\sqrt{\mu.\mu_0.\varepsilon.\varepsilon_0}}$$

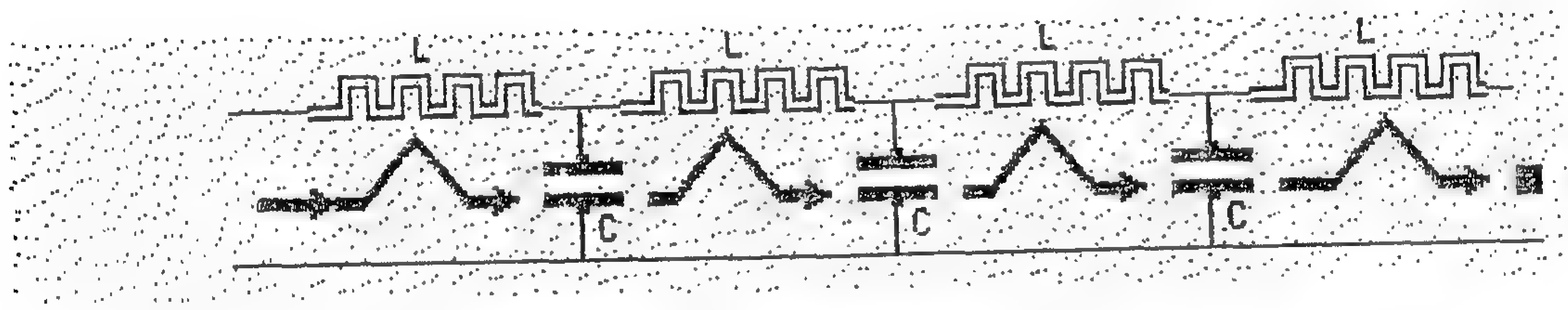
$$v_p=\frac{\vec{c}}{\sqrt{\varepsilon}}$$

$$v_p=\frac{3\times10^8 m/s}{\sqrt{\mu.\varepsilon}}=\frac{\dot{c}}{\sqrt{\mu.\varepsilon}}\approx\frac{\dot{c}}{\sqrt{\varepsilon}}$$

Cabe afirmar que si se carece de pérdidas, la velocidad de la propagación de la onda electromagnética dentro del cable, coincide practicamente con la velocidad de la luz.

0079.-IMPEDANCIA CARACTERISTICA DEL CABLE.

Si consideramos que los elementos disipativos son despreciables y por lo tanto contar con un cable carente de pérdidas, el principio de conservación nos permite llegar facilmente a la expresión de la impedancia característica.



Apelamos al principio de conservación:
La energía desarrollada en el primer elemento reactivo está dada por:

$W_m=\frac{1}{2}LI^2$, tratándose de un elemento reactivo, acumula dicha energía y procede de inmediato a rechazarla. El otro elemento reactivo la recibe,la desarrolla $W_e=\frac{1}{2}CU^2$, la acumula y procede del mismo modo.

El intercambio de energía magnética a energía eléctrica y viceversa, se produce , sucesiva y permanentemente a lo largo de todo el trayecto.

Se trata de una única energía expresada de 2 formas diferentes, magnética o eléctrica. Una se desarrolla en la inductancia equivalente y la otra en la capacidad equivalente. Es decir:

13. $W_e = W_e$

14. $\frac{1}{2} L.I^2 = \frac{1}{2} C U^2$

De donde se deduce:

15 $Z_0 = \frac{U}{I}(\Omega) = \sqrt{\frac{L}{C}}$, considerada la impedancia característica o impedancia de línea.

Es una impedancia óhmica no disipativa que sólo sirve de apoyo necesario para el avance de la onda electromagnética.

Desde qué, el intercambio de energía es un proceso armónico y por lo tanto constituye una elongación pendular , puede interpretarse ello, cual un fenómeno similar al que se visualiza en un circuito resonante. La velocidad angular o pulsación se asemeja a la velocidad de propagación.

14 $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

Podemos elegir un cable coaxial donde los parametros primarios reactivos están dados por:

15 $L\left(\frac{Hy}{m}\right) = \frac{\mu.\mu_0}{2.\pi} \ln\left(\frac{b}{a}\right)$

16 $C\left(\frac{Farad}{m}\right) = \frac{2.\pi.\varepsilon.\varepsilon_0}{\ln\left(\frac{b}{a}\right)}$

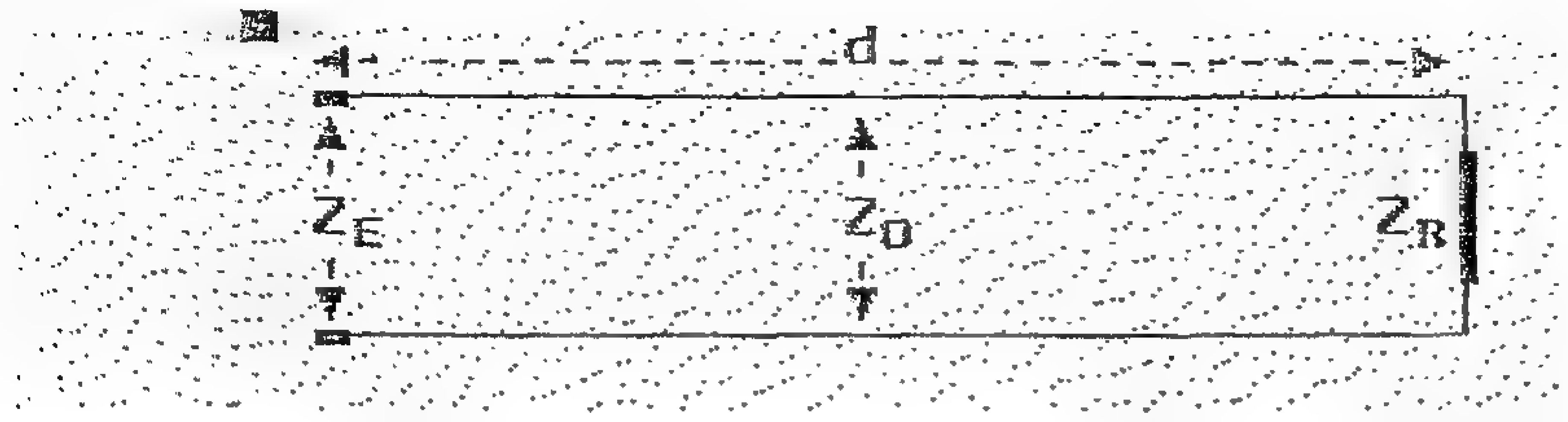
Si reemplazamos en la 14 la 15 y la 16;

17 $\omega = v_p = \frac{1}{\sqrt{\mu.\mu_0.\varepsilon.\varepsilon_0}}$

18. $v_p = \frac{1}{\sqrt{\mu.4\pi.10^{-7} \frac{\pi.\varepsilon}{4.\pi.9.10^9}}} = \frac{3 \times 10^8}{\sqrt{\mu\varepsilon}} m/seg$

0080.-IMPEDANCIA DE ENTRADA

Nos ubicamos en un punto cualquiera de un medio de enlace a una distancia "d" de la resistencia de carga.



La impedancia en la entrada tal la ley de Ohm, es el cociente del potencial entre la corriente.

1. $$Z_e = \frac{U(d)}{I(d)}$$

Nos remitimos a las ecuaciones 9 y 10 de la Sección 0077.

2. $$Z_e = Z_O \frac{(Z_R + Z_O).e^{j.\beta.d} + (Z_R - Z_O).e^{-j.\beta.d}}{(Z_R + Z_O).e^{j.\beta.d} - (Z_R - Z_O).e^{-j\beta.d}}$$

importante

Reacomodando los términos tanto del numerador como del denominador tenemos:

3. $$Z_e = Z_O \frac{Z_R(e^{j.\beta.d} + e^{-j.\beta.d}) + Z_O(e^{j.\beta.d} - e^{-j.\beta.d})}{Z_O(e^{j.\beta.d} + e^{-j.\beta.d}) + Z_R(e^{j.\beta.d} - e^{-j.\beta.d})}$$

Dividiendo numerador y denominador por la suma de las exponenciales:

4. $$Z_e = Z_O \frac{Z_R + Z_O \dfrac{(e^{j.\beta.d} - e^{-j.\beta.d})}{(e^{j.\beta.y} + e^{-j.\beta.d})}}{Z_O + Z_R \dfrac{(e^{j.\beta.d} - e^{-j.\beta.d})}{(e^{j.\beta.d} + e^{-j.\beta.d})}} = Z_O \frac{Z_R + j.Z_O.\text{tg}\,\beta.d}{Z_O + j.Z_R.\text{tg}\,\beta.d}$$

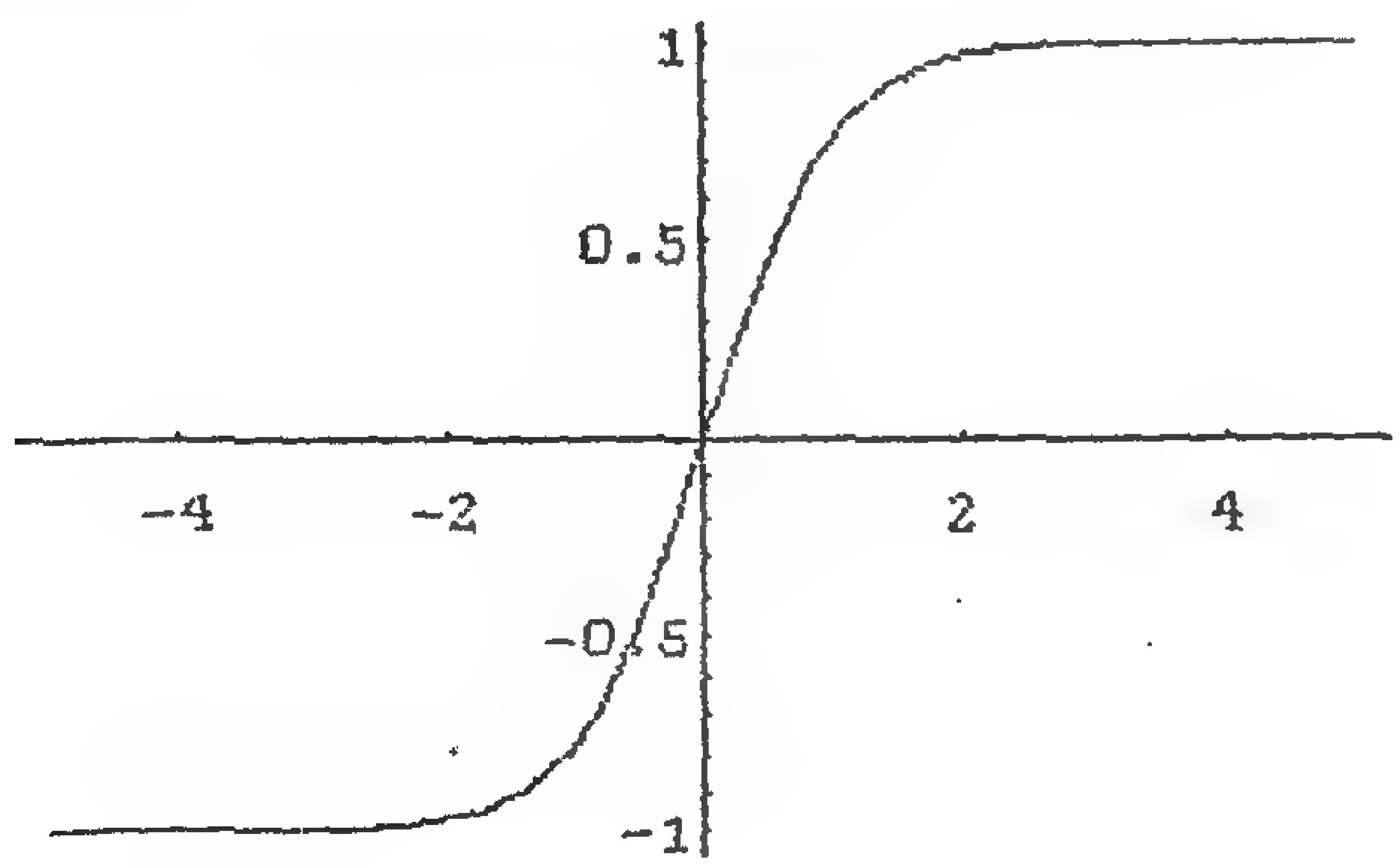
De haber dado participación al coeficiente de propagación $\gamma = \alpha + J\beta$, la expresión final para la impedancia de entrada es:

5. $$Z_e = Z_O \frac{Z_R + th(\alpha + j\beta).d}{Z_O + th(\alpha + j\beta).d} = Z_O \frac{Z_R + Z_O th(\gamma.d)}{Z_O + Z_R.th(\gamma.d)}$$

0081.-IMPEDANCIA DE ENTRADA DE UNA LINEA INFINITA

El título de ésta Sección nos conduce a una definición de la impedancia característica. En mérito a dicho título debemos calcular el límite de la última expresión para cuando la longitud tiende al infinito.

Recordemos la representación gráfica de la función tangente hiperbólica que se observa en dicha expresión.



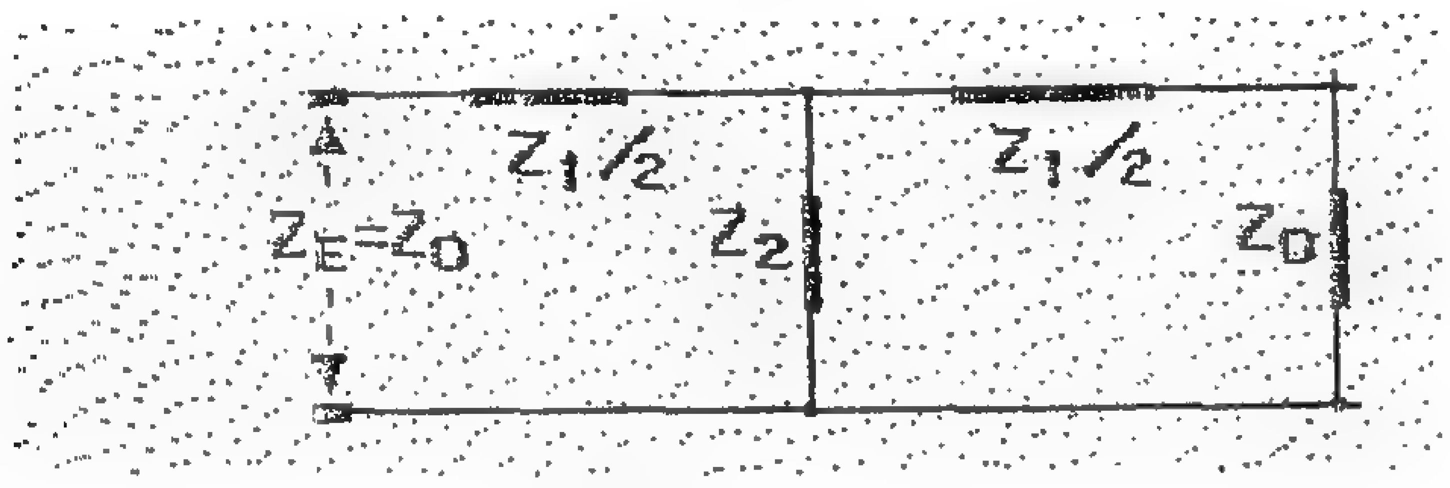
1. $$\underbrace{lim\ th\gamma d}_{d \to \infty} = 1$$

Consecuentemente :

2. $\underbrace{\lim Z_e}_{d \to \infty} = Z_O$

Como corolario de lo precedente expuesto , se afirma y se define a la impedancia característica de un medio físico de enlace como la impedancia de entrada de una línea infinita.

En otro orden, trayendo a colación la teoría de circuitos, se afirma que un cuadripolo terminado en su impedancia característica se comporta cual una línea infinita.



3. $Z_O = \sqrt{Z_1.Z_2 + \frac{Z_1^2}{4}}$

El razonamiento , se corresponde con el resultado del siguiente calculo:

4. $\underbrace{\lim Z_e}_{Z_R \to Z_o} = Z_O$

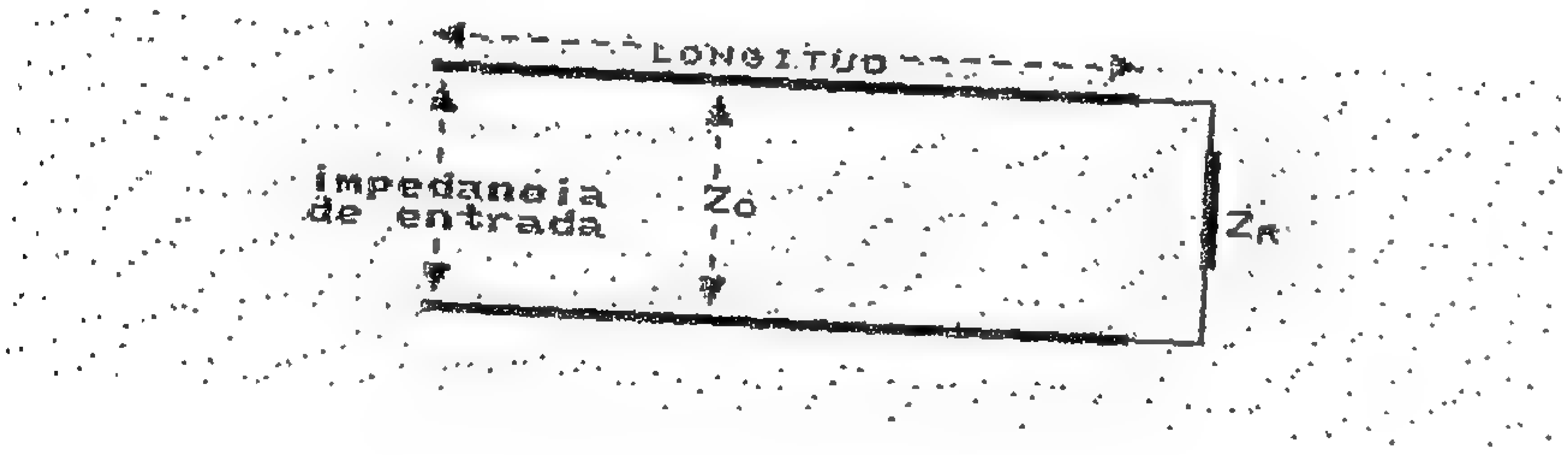
a

EJERCICIO DE APLICACION

Utilizando la ecuación 4 , dada en la Sección 0080, página 28 se pueden conocer resultados de casos notables.

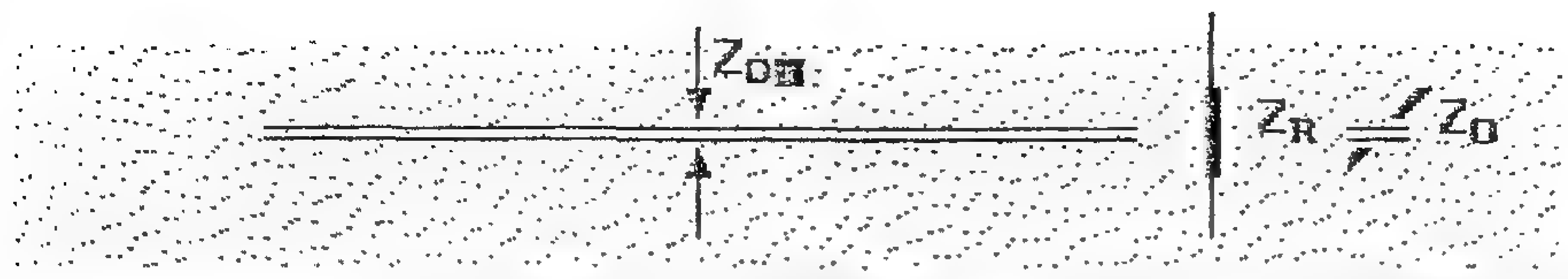
$$4. \qquad Z_e = Z_O \frac{Z_R + Z_O \dfrac{(e^{j.\beta.d} - e^{-j.\beta.d})}{(e^{j.\beta.y} + e^{-j.\beta.d})}}{Z_O + Z_R \dfrac{(e^{j.\beta.d} - e^{-j.\beta.d})}{(e^{j.\beta.d} + e^{-j.\beta.d})}} = Z_O \frac{Z_R + j.Z_O.\mathrm{tg}\,\beta.d}{Z_O + j.Z_R.\mathrm{tg}\,\beta.d}$$

Longitud	Impedancia de Carga	Impedancia de Entrada
$\lambda/4$	$Z_R = 0$	$Ze = \infty$
$\lambda/4$	$Z_R = \infty$	$Ze = 0$
$\lambda/2$	$Z_R = Z_0$	$Z_e = Z_R$
$\lambda/4$	Z_R	$Z_e = \dfrac{Z_0^2}{Z_R}$

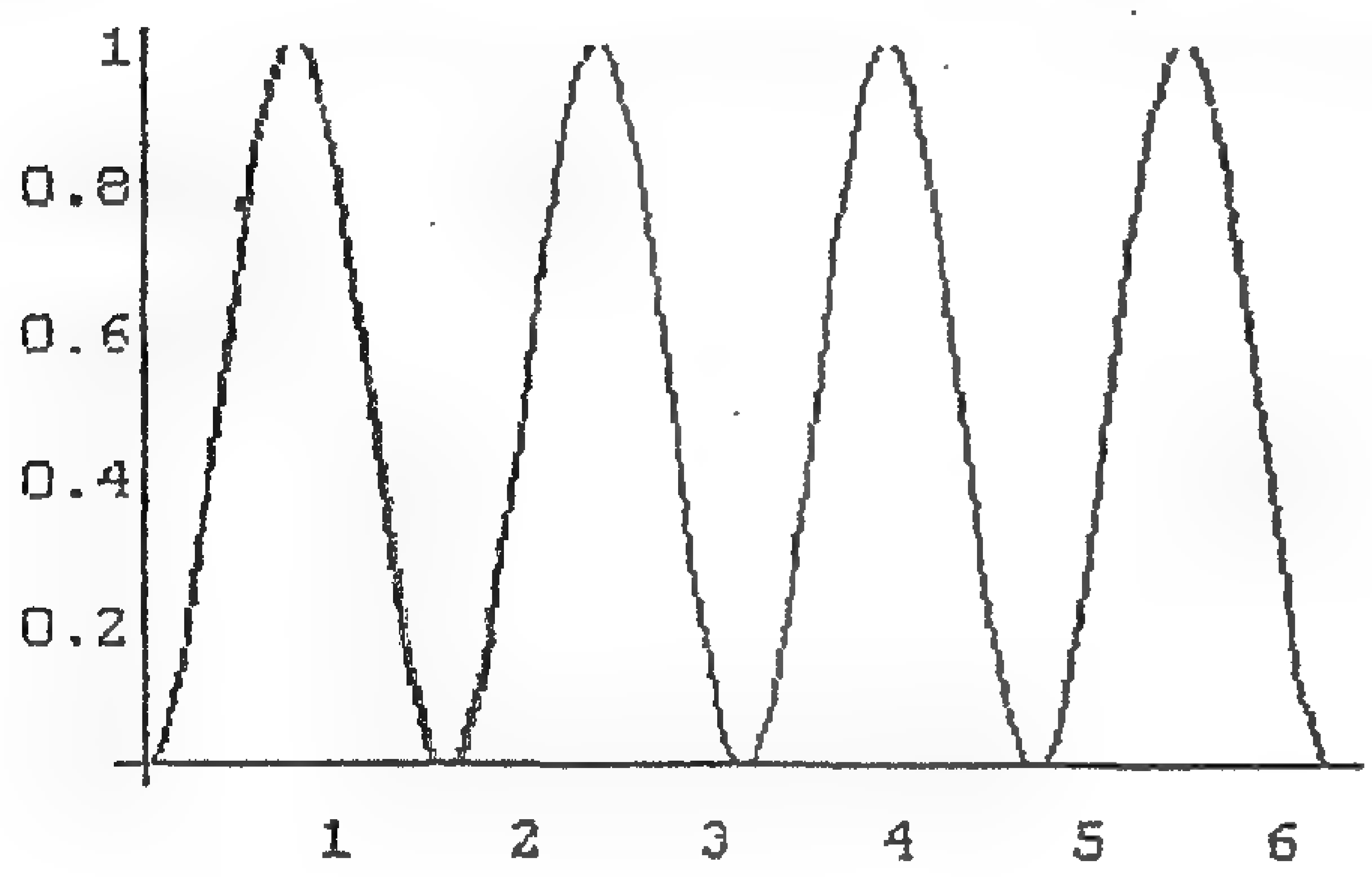


0082.-REGIMEN DE ONDAS ESTACIONARIAS

Cuando la impedancia de carga se diferencia de la impedancia caracteristica , la reflexión provoca un régimen de ondas estacionarias.



La onda incidente se propaga desde el generador hacia la carga donde, ante la falta de adaptación, se produce una devolución en un porcentual de dicha señal. Tal devolución constituye la onda reflejada.



La onda reflejada al propagarse en sentido contrario se superpone y/o se contrapone a la onda incidente, motivo por el cual se crean puntos de máxima y puntos de mínima a lo largo del trayecto.

1. $U_{MAX} = |U_{inc}| + |U_{reflex}|$

2. $U_{min} = \|U_{inc}\| - |U_{reflex}|$

Se define el ROE, relación de ondas estacionarias al cociente.

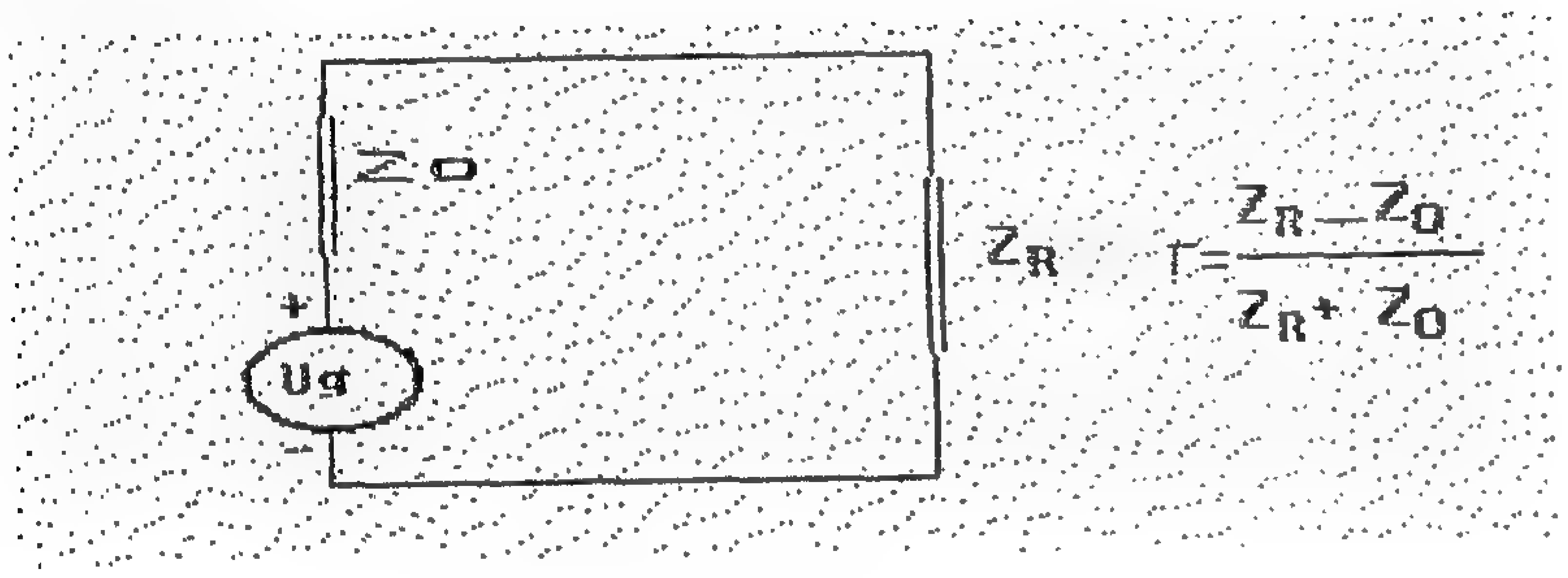
3. $ROE = \dfrac{U_{MAX}}{U_{min}}$

Si combinamos la 1 y la 2 con la 3.

4. $$ROE = \frac{|U_{inc}| + ||U_{reflex}||}{|U_{inc}| - |U_{reflex}|} = \frac{1 + \frac{|U_{reflex}|}{|U_{inc}|}}{1 - \frac{|U_{reflex}|}{|U_{inc}|}} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|}$$

0083.-CAMPO DE VARIABILIDAD DE , Γ y ROE

Sintetizando con el equivalente circuital simple del medio de enlace, tenemos:



Utilizando la expresión 13 de la Sección 0065;

5. $$\Gamma = \frac{Z_R - Z_O}{Z_R + Z_O}$$

Los límites extremos de un medio de enlace lo constituyen el cortocircuito: $Z_R = 0$, y el vacio(circuito abierto), $Z_R = \infty$

6. $\Gamma(0) = -1$ $\quad\Gamma(\infty) = +1$ $\quad\Gamma(Z_R = Z_0) = 0$

$$1 \leq ROE \leq \infty$$

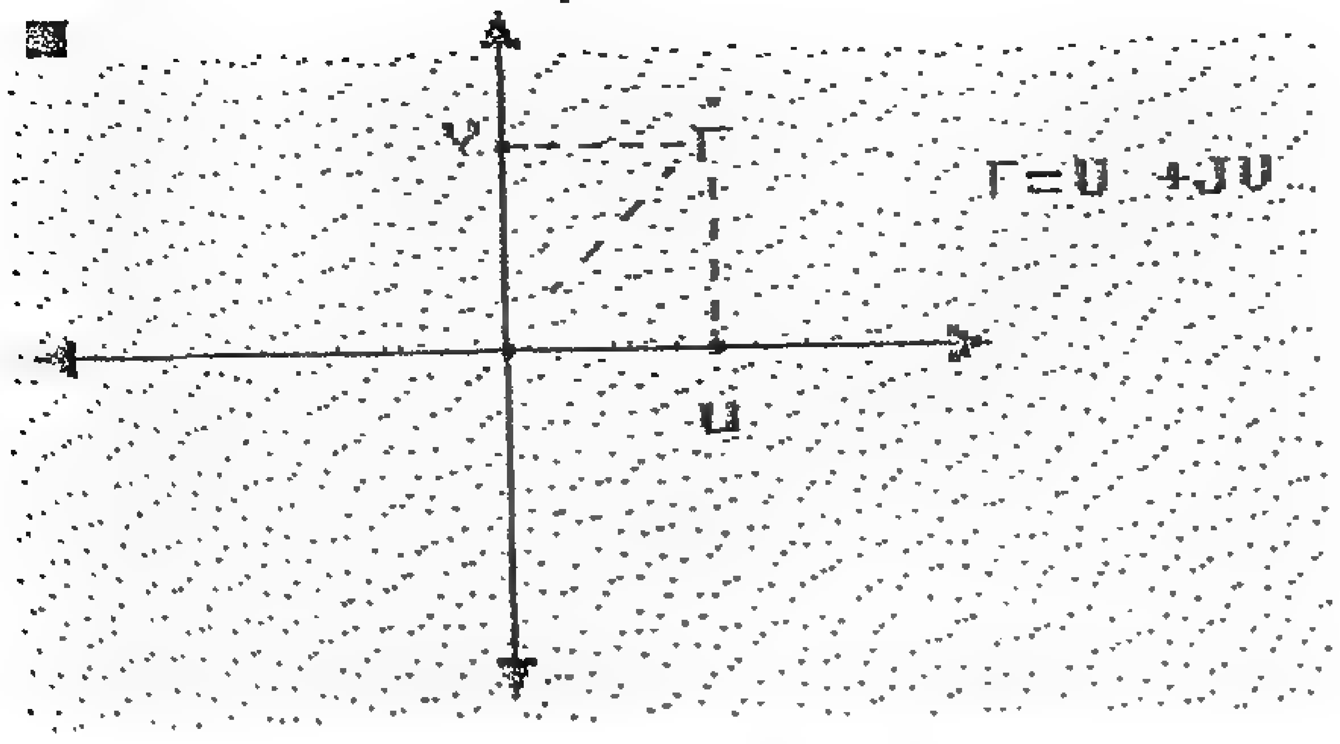
En términos generales, la impedancia de carga, cuenta con parte reactiva, por lo que es un número complejo.

En consecuencia el coeficiente de reflexión es una función de variable compleja.

La transformación conforme de :

7. $\Gamma = f(z)$,

conduce al diagrama de Smith, que nos permitirá visualizar graficamente todos los parámetros intervinientes en una línea de transmisión.

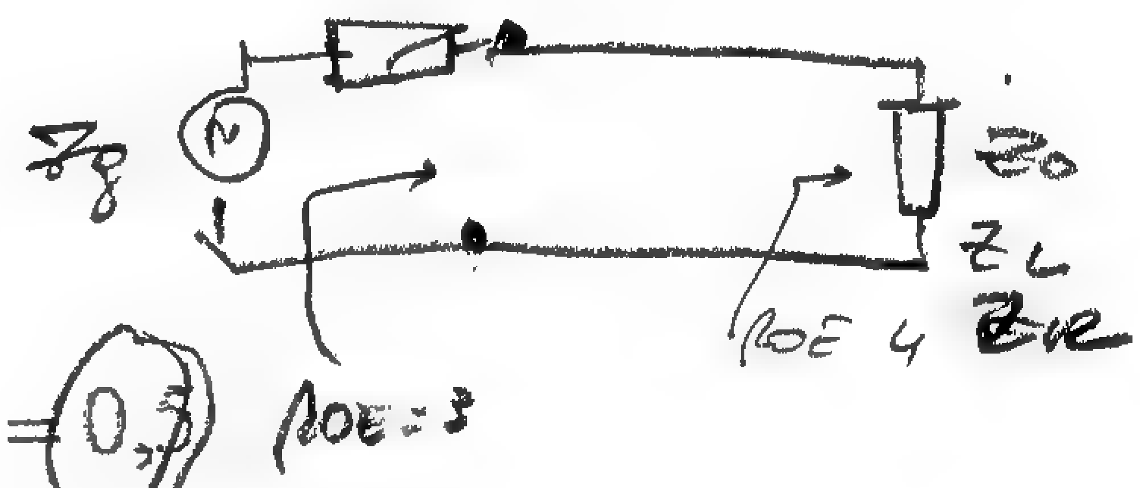


0084.-EJERCICIO DE APLICACION RESUELTO

Una línea de transmisión de muy pocas pérdidas , tiene una impedancia característica de $\boxed{Z_0 = 100\Omega}$, El ROE a nivel de la carga es igual a $\boxed{4}$, mientras que a nivel de la entrada es igual a $\boxed{3}$. Se pide la atenuación en Nepers producida por la línea.

SOLUCION

Nepers ≈ db



$$|\Gamma_e| = |\Gamma_R| . e^{-2.\alpha.d}$$

$$|\Gamma_e| = \frac{ROE_e - 1}{ROE_e + 1} = \frac{3-1}{3+1} = \frac{2}{4} = 0,5$$

$$|\Gamma_R| = \frac{ROE_R - 1}{ROE_R + 1} = \frac{4-1}{4+1} = \frac{3}{5} = 0,6$$

$$2.\alpha.d = \ln\left|\frac{\Gamma_R}{\Gamma_e}\right| = \ln 1,2$$

$$\alpha.d = \frac{1}{2}.\ln 1,2 = 0,09 Neper$$

$$\alpha = \frac{0,09}{2,4.\lambda} = 0,0375 Neper/\lambda$$

cdwb Adap – impend. carat – linea bifilat – aplicación

Stub. Trans λ

Guide de Onda rect. cilind.

cdwb f. corte

Libro No

0085-IMPEDANCIA EN UN MAXIMO

Se tiene en un punto donde la impedancia pasa por un máximo:

$$1.\quad Z_{MAX} = \frac{U_{max}}{I_{min}} = \frac{|U_i| + |U_r|}{|I_i| - |I_r|}$$

$$2.\quad Z_{MAX} = \frac{|U_i|}{|I_i|} \frac{1 + \left|\frac{U_r}{U_i}\right|}{1 - \left|\frac{I_r}{I_i}\right|} = Z_0 \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} = Z_0 ROE$$

Es interesante observar que en un punto de máxima la impedancia es directamente proporcional al ROE.Siendo la constante de proporcionalidad la Z_0

0086.IMPEDANCIA EN UN MINIMO

Con el mismo criterio podremos aseverar que la impedancia en un mínimo:

$$3.\quad Z_{min} = \frac{U_{min}}{I_{max}} = \frac{|U_i| - |U_r|}{|I_i| + |I_r|}$$

$$3\quad Z_{min} = \frac{|U_i|}{|I_i|} \frac{1 - \left|\frac{U_r}{U_i}\right|}{1 + \left|\frac{I_r}{I_i}\right|} = Z_0 \frac{1 - |\Gamma|}{1 + |\Gamma|} = \frac{Z_0}{ROE}$$

Nos demuestra que la impedancia en un mínimo es inversamente proporcional al ROE.

Si se normalizan los valores de impedancia respecto de Z_0, entonces los valores se expresan:

4. $z_{min} = \frac{1}{ROE}$

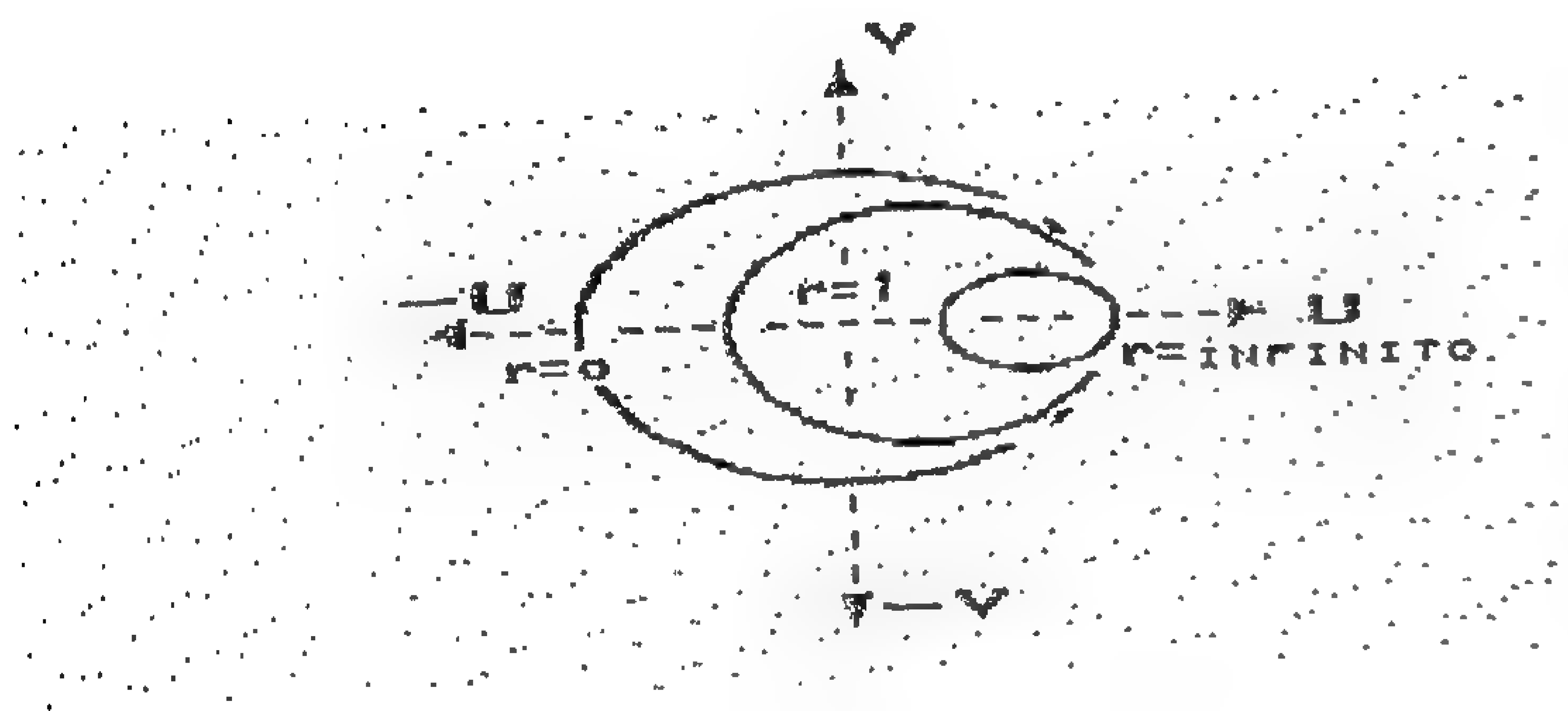
5. $z_{max} = ROE$

Estos elementos constituyen la base de la representación conforme en el plano complejo de la función:

6 $\dot{\Gamma} = |\Gamma_R| e^{-2.\alpha.d} . e^{j(\theta - 2.\beta.d)}$

donde la variable independiente es el plan complejo:

7. $\dot{z} = r + jx$



0088.-POTENCIA TRANSMITIDA

De la definición del ROE,surge :

8. $\frac{U_{max}}{U_{min}} = \frac{I_{max}}{I_{min}}$

9. $U_{max}.I_{min} = U_{min}.I_{max} = Pot$

10. $P_T = P_i - P_r = U_i.I_i - U_r.I_r$

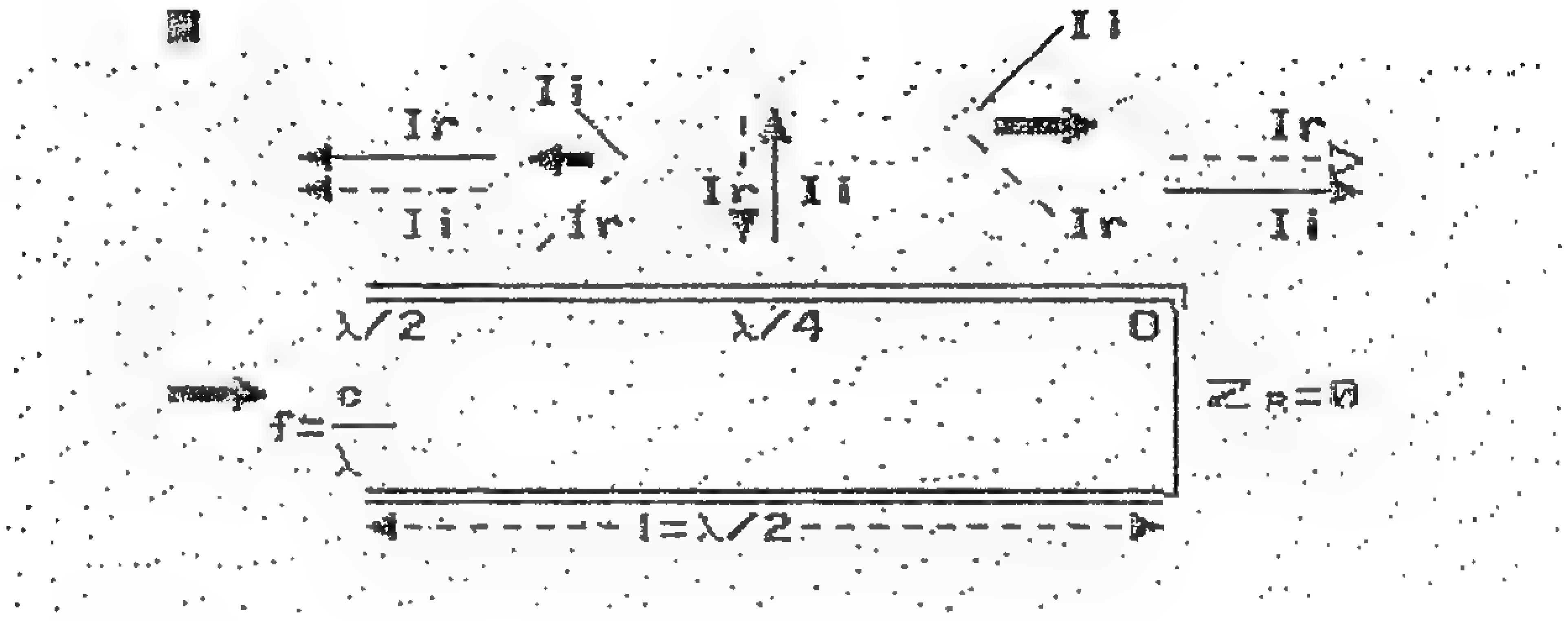
11. $P_T = U_i.I_i.(1 - \frac{U_r.I_r}{U_i.I_i}) = P_i.(1 - \Gamma^2)$

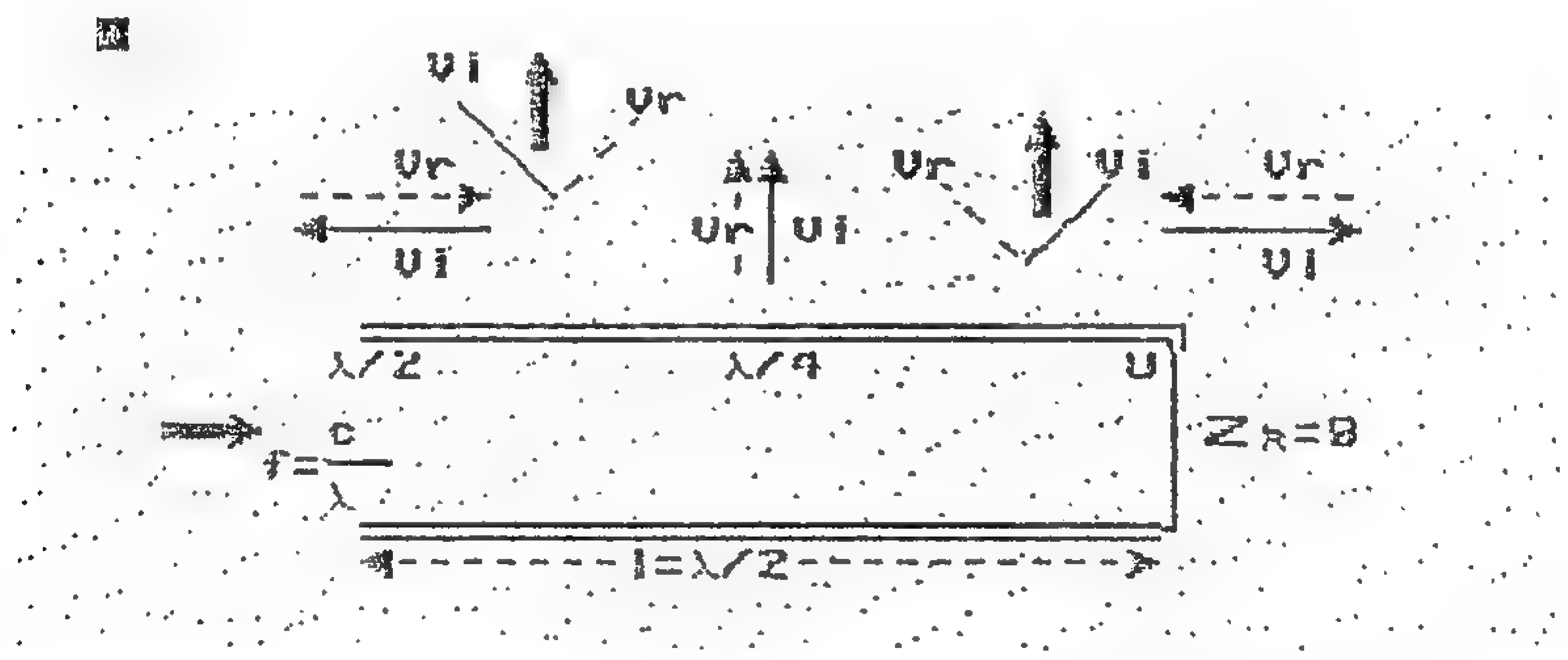
DISTRIBUCIÓN DEL POTENCIAL Y CORRIENTE

Existen cuatro casos notables:

1. $Z_R = 0$
2. $Z_R = \infty$
3. $Z_R = \frac{1}{3} Z_o$
4. $Z_R = 3.Z_o$

Primer Caso:





Para justificar el diagrama fasorial debemos recurrir a la expresiones potencial y corriente:
En nuestro caso:

5. $I = \frac{U_R + I_R.Z_o}{2.Z_o} e^{j\beta.d} - \frac{U_R - I_R.Z_o}{2.Z_o} e^{j\beta.d}$

6. $U_R = I_R.Z_R$

7. $I = \frac{I_R}{2} e^{j\beta.d} + \frac{I_R}{2} e^{-j\beta.d}$

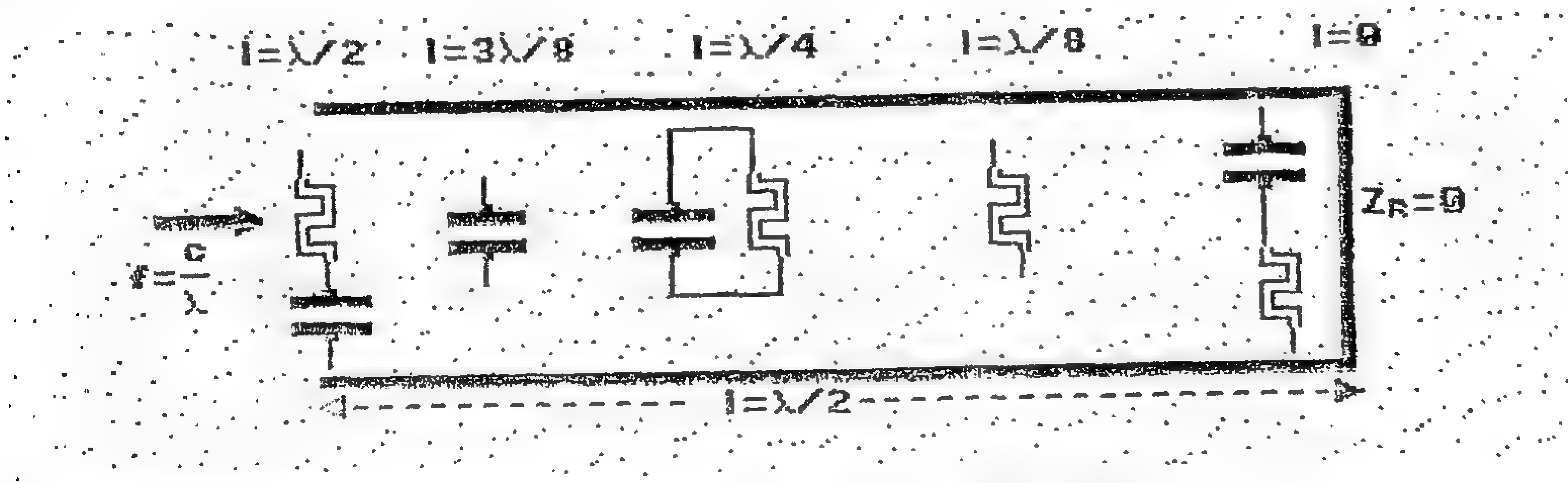
8. $\beta = \frac{2.\pi}{\lambda}$

Comparando los diagramas y observando las fases de ambas funciones extraemos diversas conclusiones.

Estas conclusiones permiten conocer el comportamiento de cada una de las zonas.y así hacer la síntesis de circuitos correspondientes.

Por ejemplo en $\lambda/8$, desde que la corriente se halla desfasada en 90 grados respecto del potencial, se afirma que se trata de una inductancia.

En virtud de esos análisis se efectúa la síntesis en el resto del recorrido.



Con igual criterio se razona en los otros casos.

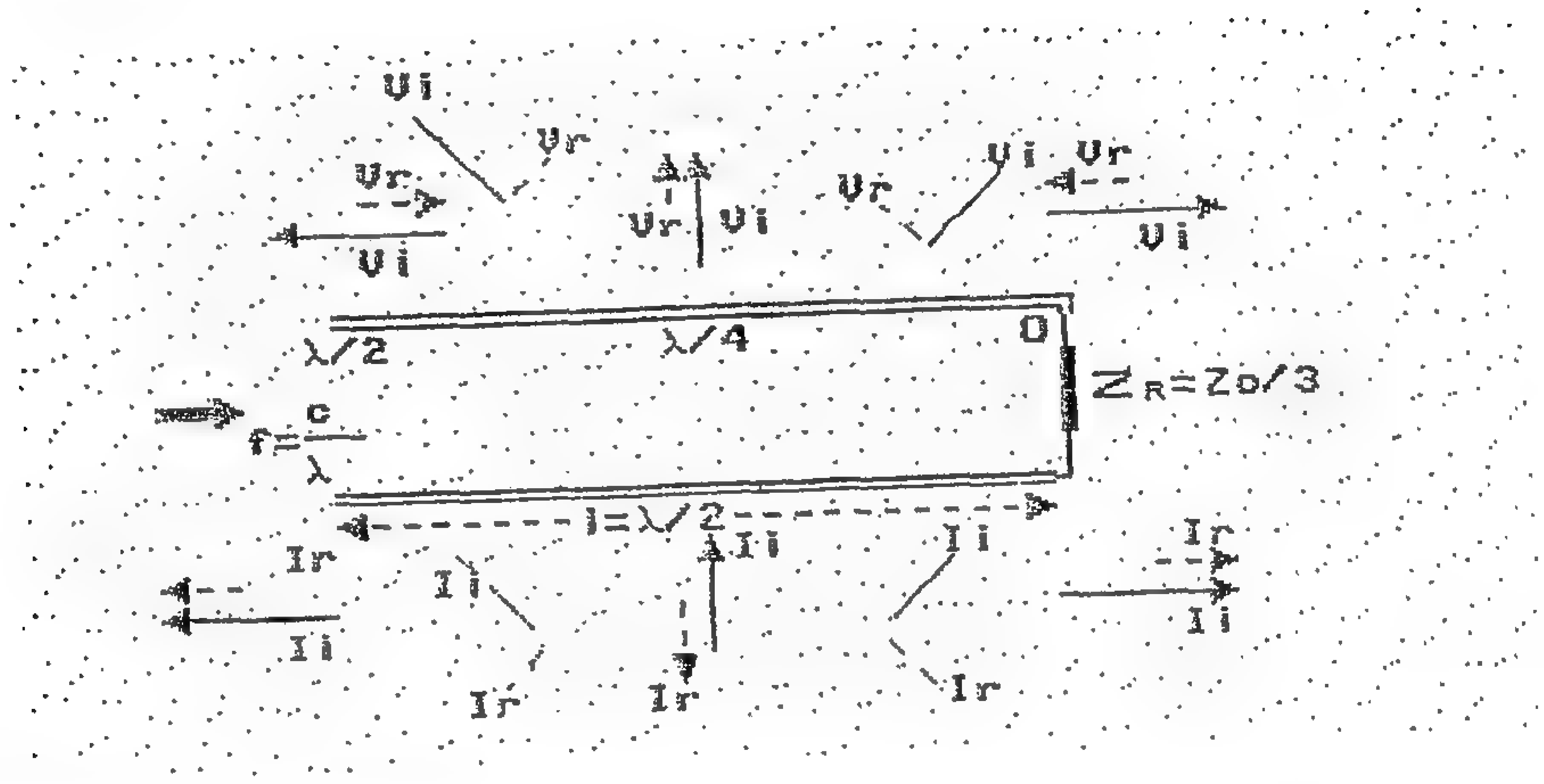
Si elegimos el tercer caso:

9. $U = \frac{2}{3}(I_R.Z_o).e^{j.\beta.d} - \frac{1}{3}(I_R.Z_o).e^{-j.\beta.d}$

Se aprecia que la señal incidente es un vector giratorio,sentido anti-horario,cuya magnitud es doble del vector giratorio de la señal reflejo que gira en sentido horario.

Para extraer informaciones debemos comparar con la distribución fasorial de la corriente en las mismas condiciones:

10. $$I = \frac{2}{3}(I_R)e^{j.\beta.d} + \frac{1}{3}(I_R).e^{-j.\beta.d}$$



Las resultantes, potencial y corriente en cada punto determinan el equivalente circuital.La diferencia de fase es menor de 90 grados por lo que arroja la presencia de un valor resistivo puro.

Por ejemplo a 45 grados desde la carga, se observa que el potencial adelanta respecto de la corriente, por ello en dicho punto el comportamiento es de resistivo-inductivo.

Se deja para el lector el análisis sobre los otros puntos como así la obtención de sus resultados.

DISTANCIA DEL PRIMER MINIMO DESDE LA CARGA

El razonamiento precedente permite obtener una fórmula mediante la cual se calcule analíticamente la distancia del primer mínimo de potencial desde la carga.

Nos hallamos frente a un mínimo de potencial si en la expresión del coeficiente de reflexión, el factor fasorial vale:

$$e^{J(\theta-2.\beta.d_{min})}=-1$$

Ello ocurre cuando:

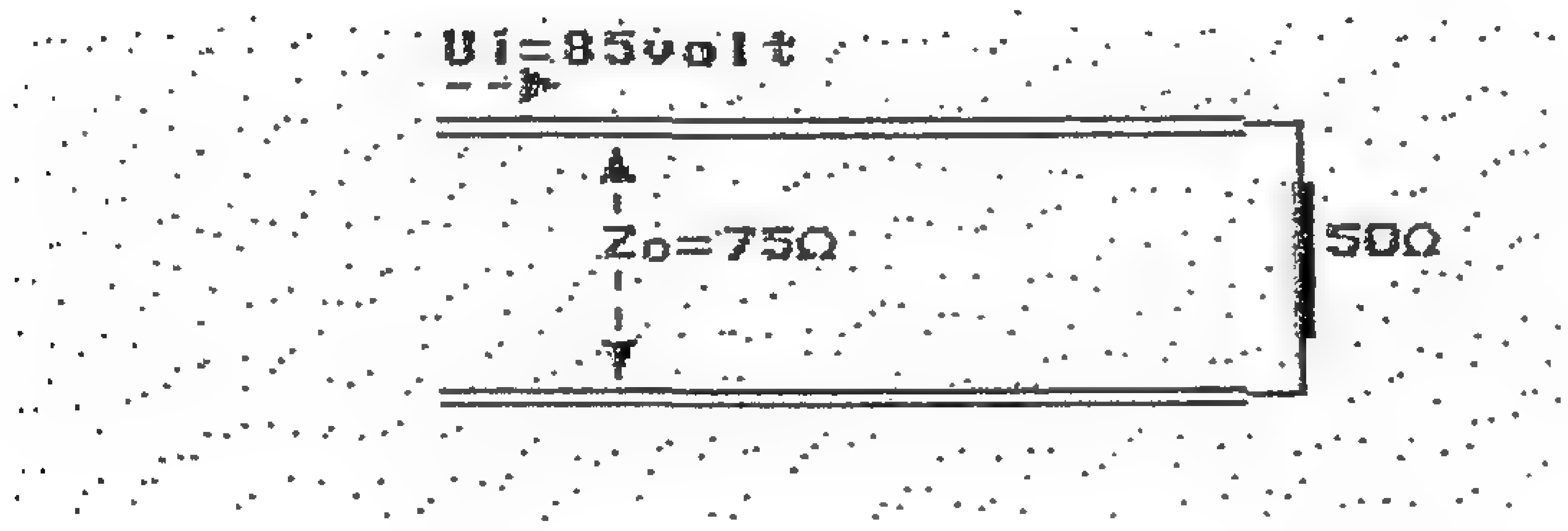
$$\theta-2.\beta.d_{min}=\pi \rightarrow \text{ o también } 3\pi\ ,\ 5.\pi,\ \text{etc...}$$

de donde se deduce la fórmula:

$$d_{min}=\frac{\lambda}{4.\pi}(\theta-\pi)$$

EJERCICIO DE APLICACION

Se tiene el siguiente vínculo con los datos impresos en el gráfico:



Se pide,calcular:

a)Corriente Incidente
b)Coeficiente de reflexión
c)ROE
d)Tensión reflejada
e)Corriente reflejada
f)Potencia incidente
g)Potencia reflejada
h)Potencia en la carga
i)Tensión en un máximo
j)Tensión en un mínimo
k)Corriente en un mínimo
l)Corriente en un máximo

$$a) I_i = \frac{U_i}{Z_o} = \frac{85v}{75\Omega} = 1,13 Amperios$$

$$b) \Gamma = \frac{Z_R - Z_o}{Z_R + Z_o} = \frac{50-75}{50+75} = -0,2 = |0,2| \angle \pi$$

$$c) ROE = \frac{Z_0}{Z_R} = \frac{75\Omega}{50\Omega} = 1,5$$

$$d) U_r = U_i . \Gamma = 85 \times (-0,2) = -17v = |17v| \angle \pi$$

$$e) I_r = I_i . \Gamma = 1,13 \times (-0,2) = -0,226A$$

$$f) P_i = U_i . I_i = 85 \times 1,13 = 96,05 watios$$ en la entrada

$$g) P_r = P_i . \Gamma^2 = 96,05 \times (0,2)^2 = 3,842 watios$$

$$h) P_T = P_R = P_i . (1 - |\Gamma|^2) = 96,05.(1-0,04) = 92,208 watios$$

$$i) U_{max} = |U_i| + |U_r| = 85 + 17 = 102 volt$$

$$j) U_{min} = |U_i| - |U_r| = 85 - 17 = 68 volt$$

$$k) I_{min} = |I_i| - |I_r| = 1,13 - 0,226 = 0,904 Amperios$$

$$l) I_{max} = |I_i| + |I_r| = 1,13 + 0,226 = 1,356 Amperios$$

$$m) ROE = \frac{I_{max}}{I_{min}} = \frac{1,356A}{0,904A} = 1,5$$

$$n) P_T = U_{max} . I_{min} = 102 \times 0,904 = 92,208 watios$$

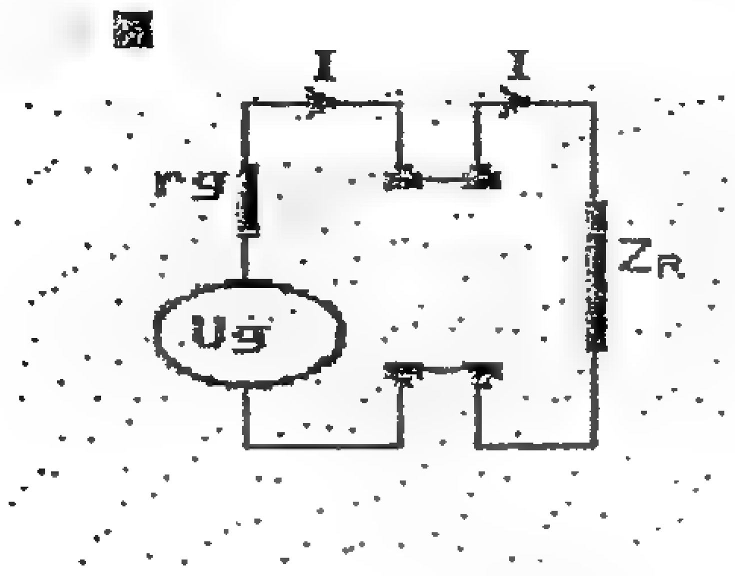
$$o) P_T = U_{min} . I_{max} = 68 \times 1,356 = 92,208 watios$$

$$p) Z_0 = \frac{U_r}{I_r} = \frac{17v}{0,226A} = 75,22\Omega$$

0086-ADAPTACION DE IMPEDANCIAS

La condición de adaptación se basa en el teorema de la máxima transferencia:

Por ejemplo si tenemos una fuente de Thévenin que alimenta una carga



1. $$P_T = \frac{U_g{}^2 . R}{(r_g + R)^2}$$

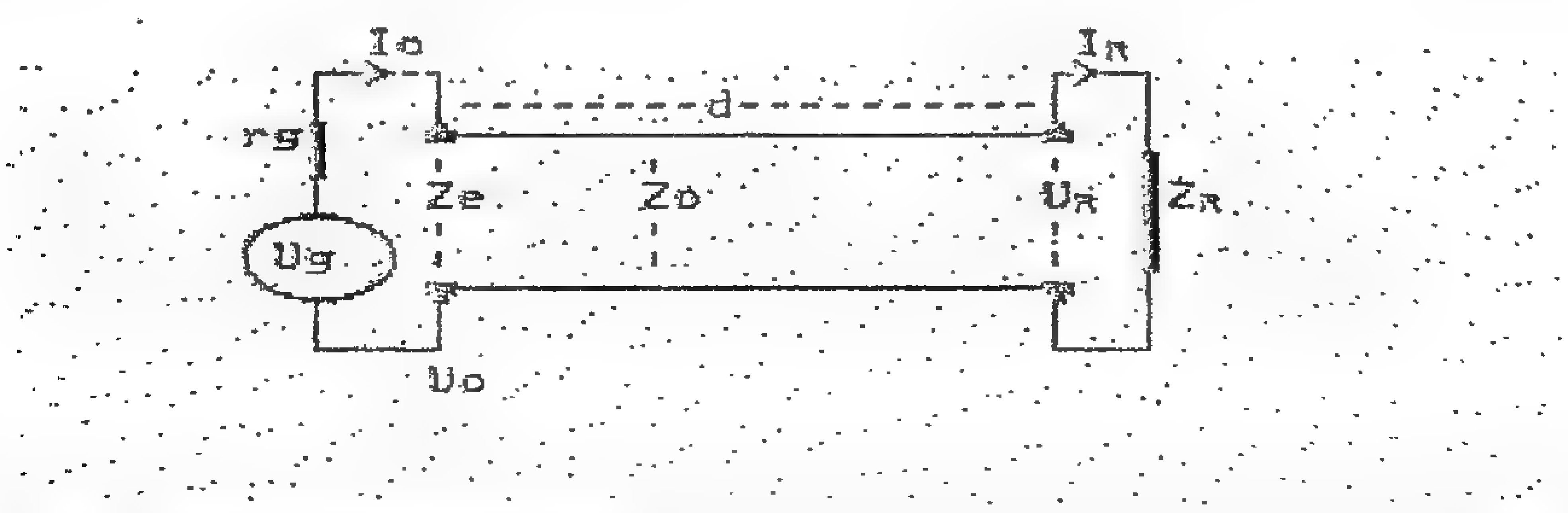
Derivando respecto de la variable R, e igualando a cero, se obtiene la condición:

2. $$R = r_g$$

Con lo cual se obtiene la potencia máxima:

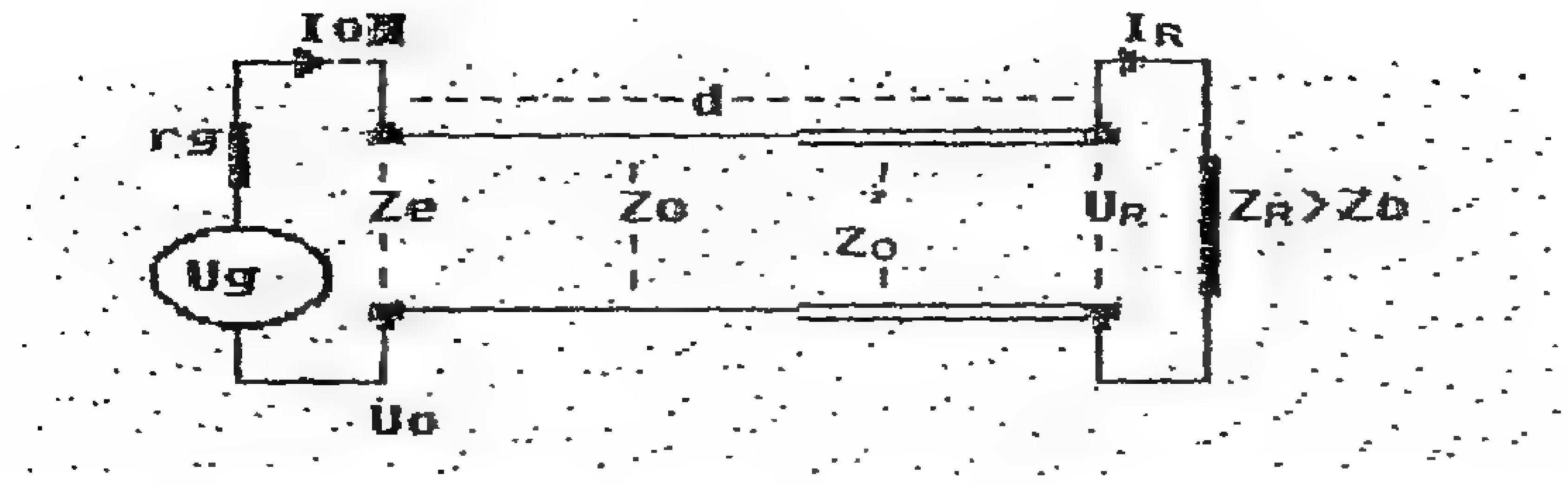
3. $$P_{max} = \frac{U^2{}_g}{4.r_g}$$

Cuando intercalamos un medio físico de enlace entre la fuente y la carga.,el objetivo que se persigue está dado por el siguiente esquema.



Es decir la carga debe estar adapatada al cable y el cable a la fuente.

0087-EL TRANSFORMADOR DE ADAPTACION



Es otro de los métodos mediante el cual se obtienen adaptaciones de impedancias. Tiene gran aplicación en el proyecto de las antenas.

Se basa en intercalar entre la carga y la línea , un trozo de línea de una longitud de un cuarto de la longitud de onda, con una impedancia característica a determinar.

La impedancia de entrada del transformador debe coincidir con la impedancia de la línea cuya adaptación se desea.

1. $$Z_e = \frac{Z'^2_0}{Z_R} = Z_0$$

2. $$Z'_0 = \sqrt{Z_R . Z_0}$$

Adoptando el diámetro de los conductores del transformador,se obtiene la separación en virtud de la expresión de la impedancia característica:

3. $$Z_0' = \frac{276}{\sqrt{\varepsilon}} \lg(D / a)$$

Ejemplo de Aplicación;Se tiene una línea de 50 ohmios alimentando una carga de 70 ohmios.

Calcular la impedancia característica del trafo a intercalar para lograr su adaptación.

1. $$Z_0' = \sqrt{70 \times 50} = 59{,}16\Omega$$

Si suponemos que la separación es de 40mm, entonces se extrae el diámetro de los conductores de la siguiente manera:

2. $$59{,}16\Omega = \frac{276}{\sqrt{\varepsilon}} . \log(\frac{40}{x})$$

$$\varepsilon = 1$$

3) $$59{,}16 = \log(\frac{40}{x})$$

4. $$\frac{40}{x} = anti - \log(59{,}16)$$

5) $$\frac{40}{x} = 1{,}445$$

6) $$x = \frac{40}{1{,}445} = 2{,}77mm$$

Los conductores del trafo tienen un diámetro de:

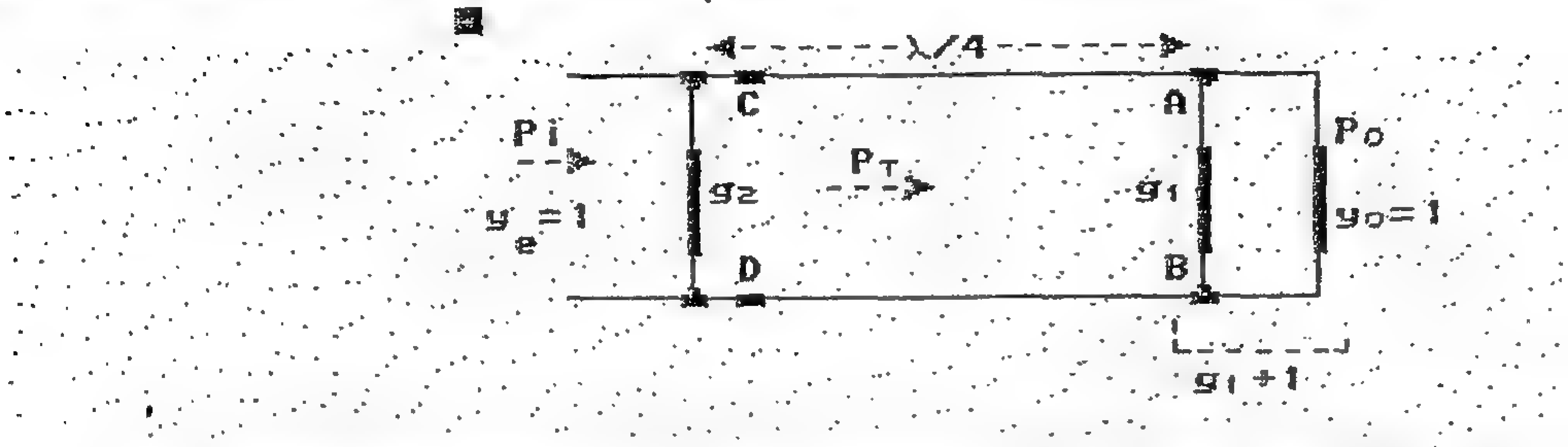
7) $$2{,}77 \times 2 = 5{,}54mm$$

CONECTOR ATENUADOR DE MICROONDAS

El dispositivo mencionado tiene una longitud de cuarto de onda.Cumple la función de atenuar pero, sin desadaptar.Quiere decir que se encuentra terminado en su impedancia característica tanto a la entrada como a la salida.

Cuenta con dos resistencias conectadas en paralelo en ambos extremos.

Resulta mucho más accesible trabajar en admitancia y con valores normalizados;por lo tanto nuestro esquema circuital es;



La impedancia de entrada de una linea de cuarto de onda es según la ecuación 4 de la Sección 0080.

1. $$Z_e = \frac{Z_0^2}{Z_R} \qquad \frac{Z_e}{Z_0} = \frac{Z_0}{Z_R} \qquad z_e = \frac{1}{z_R} = y_R$$

La impedancia normalizada de entrada, resulta numericamente igual a la admitancia normalizada de carga.

Entonces, la admitancia normalizada de entrada es igual numericamente a la inversa de la admitancia normalizada de carga.

2. $$y_e = \frac{1}{y_R}$$

Aplicando a nuestro dispositivo surge la primera ecuación.

3. $$1 = g_2 + \frac{1}{g_1 + 1}$$

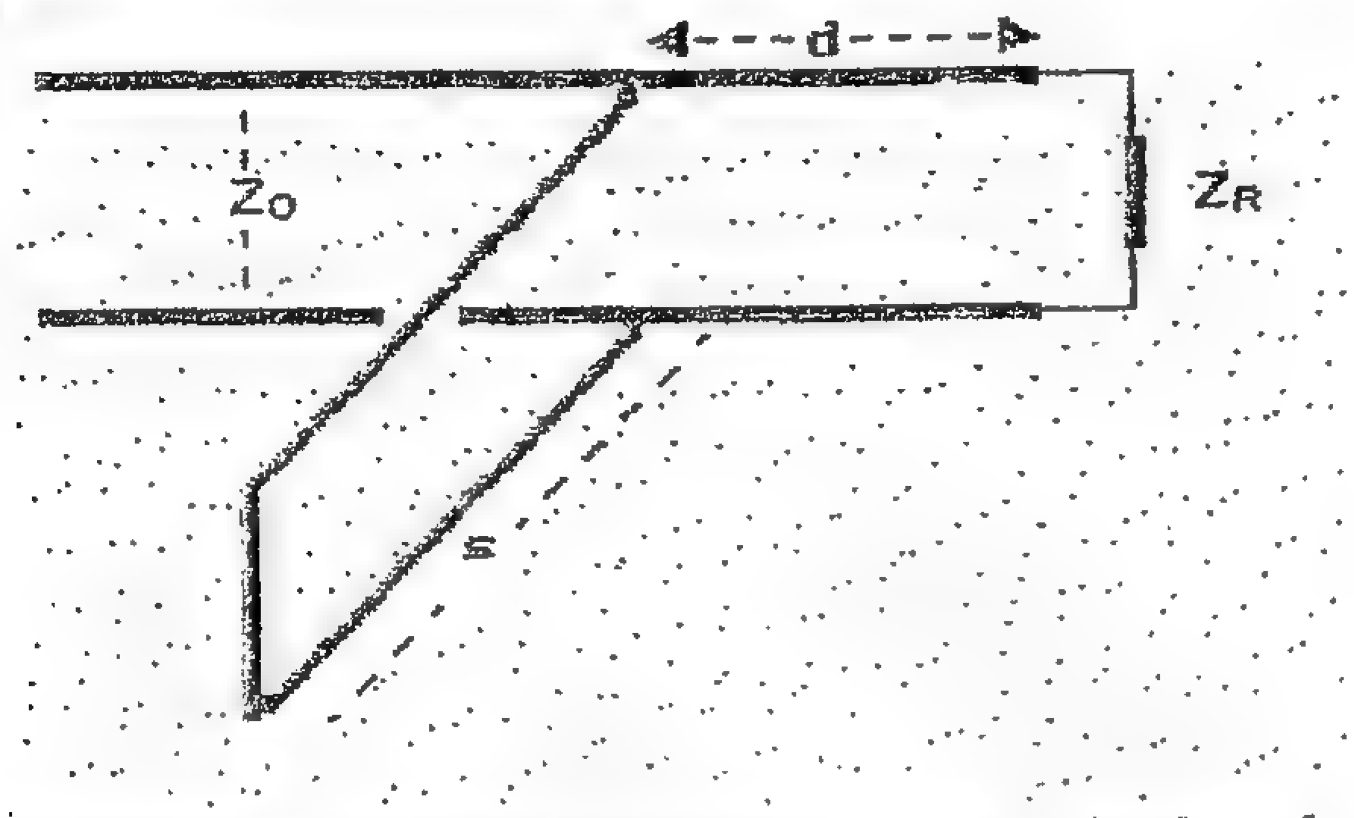
La segunda ecuación surge de plantear la relación de acuerdo al divisor de potencias estudiado en la Teoría de Circuitos..

4. $$P_{y0} = P_T \cdot \frac{1}{g_1+1} = P_i \cdot \frac{1}{g_1+1} \cdot \frac{1}{g_1+1} = P_i \cdot \frac{1}{(g_1+1)^2}$$

0088-EL STUB DE ADAPTACION

Si la impedancia de carga es real y mayor que la impedancia característica, tenemos en cuenta lo expresado en las Secciones 0086 y 0087 con lo cual las fórmulas precedentes se reducen a

Otro de los recursos de adaptación es utilizar una determinada línea de transmisión abierta ó en cortocircuito de una determinada longitud a conectar en paralelo a cierta distancia desde la carga.



En el punto de conexión el paralelo de las impedancias debe arrojar como resultado el valor real de Zo.

1. $$Z_0 = \frac{Z(d) \times Z(s)}{Z(d) + Z(s)}$$

Donde:

2. $$Z(d) = Z_0 \frac{Z_R + J.Z_0.\operatorname{tg} \beta .d}{Z_0 + J.Z_R.\operatorname{tg} \beta .d}$$

3. $$Z(s) = J.Z_0.\operatorname{tg} \beta .s$$

El reemplazo de las ecuaciones 2 y 3 en la ecuación 1, nos conduce a un sistema de dos ecuaciones con dos incognitas, "d" y "s".

El proceso algebraico de resolución del sistema nos permite obtener:

4. $\operatorname{tg}\beta\,.\,d = \sqrt{\dfrac{Z_R}{Z_o}}$

5. $\operatorname{tg}\beta\,.\,s = \dfrac{\sqrt{Z_R . Z_0}}{Z_R - Z_0}$

Si la impedancia de carga es real y mayor que la impedancia característica, tenemos en cuenta lo expresado en las Secciones 0086 y 0087 con lo cual las fórmulas precedentes se reducen a:

6. $\operatorname{tg}.\,\beta\,,d = \sqrt{ROE}$

7. $\operatorname{tg}.\,\beta\,.s = \dfrac{\sqrt{ROE}}{ROE - 1}$

Si la impedancia de carga es real y menor que la impedancia característica, tenemos en cuenta lo expresado en las Secciones 0086 y 0087 con lo cual las fórmulas precedentes se reducen a:

8. $\operatorname{tg}.\,\beta\,.d = \dfrac{1}{\sqrt{ROE}}$

9. $\operatorname{tg}.\,\beta\,.s = \dfrac{\sqrt{ROE}}{1 - ROE}$

En la práctica por lo general se localiza un mínimo o un máximo, puntos donde la impedancia de línea es real y a partir de los cuales se mide la distancia "d", calculada mediante las fórmulas 6 ú 8 según se trate.

APLICACION NUMERICA

El organismo rector que fiscaliza el funcionamiento de las emisoras de radio, admite reglamentariamente un valór máximo de la ROE de 1,4.

Sin embargo, cuando se tiene una línea de transmisión con una impedancia característica de 70 Ohmios que alimenta una antena cuya resistencia es de 50 Ohmios se adapta mediante un STUB a fin de reducir la ROE a la unidad.

Calcular las longitudes correspondientes del sistema de adaptación.

1. $$tg.\beta.d = \frac{1}{\sqrt{ROE}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{70}{50}}} = \sqrt{\frac{50}{70}} = 0.845$$

$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$

$tang^{-1}$ de 0,845

2. $$\beta.d = 40{,}20° \rightarrow d = 0{,}11\lambda$$

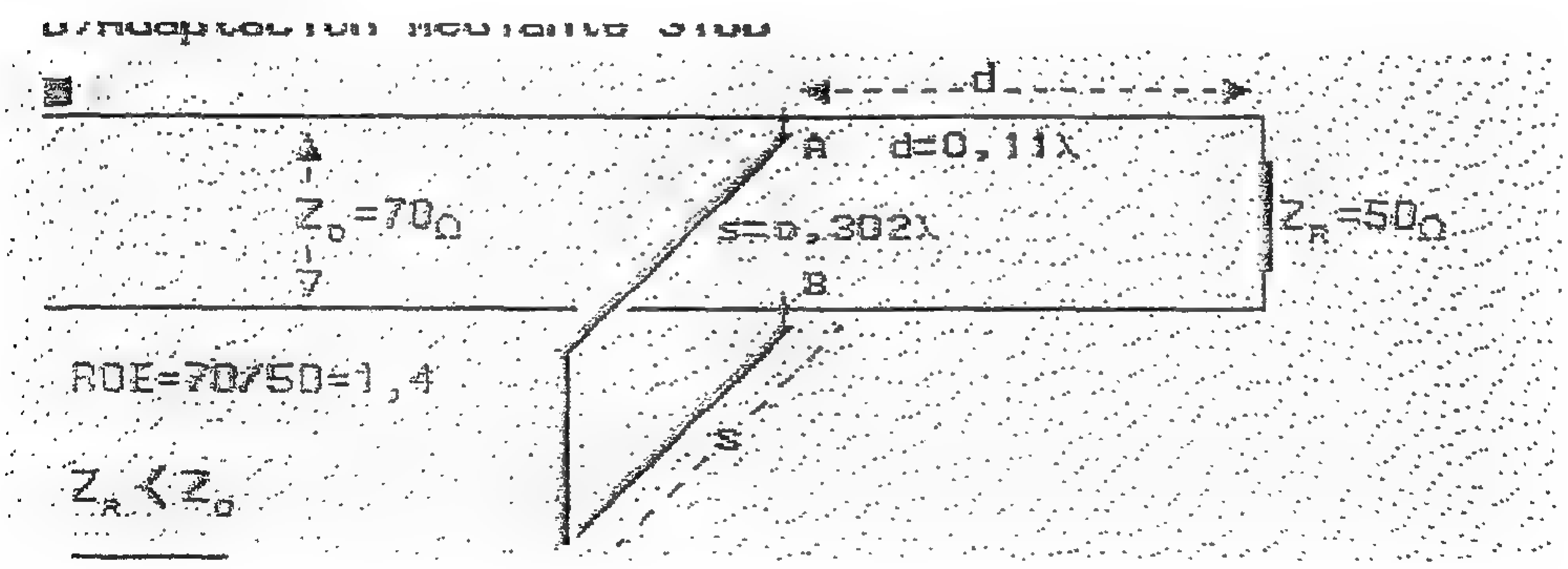
3. $$tg.\beta.s = \frac{\sqrt{ROE}}{1-ROE} = \frac{\sqrt{1.4}}{1-1{,}4} = \frac{1.832}{-0.4} = -2{,}96$$

4. $$\beta.s = -71{,}32 \qquad \rightarrow s = 0{,}302\lambda$$

$\frac{2\pi}{\lambda} . s = -71{,}32$

$s = \frac{-71{,}32\,\lambda}{2\pi}$

$s =$



0089-ABACO DE SMITH

El coeficiente de reflexion es una función de variable compleja.

1. $\Gamma = \left|\dfrac{z-1}{z+1}\right|$

La variable independiente es la impedancia a lo largo de toda la línea.

2. $z = r + jx$

De la ecuación 1, despejamos dicha variable independiente en función del coeficiente de reflexión.

3. $z = \dfrac{1+\Gamma}{1-\Gamma}$

Todo teniendo en cuenta que la función dependiente es compleja y se expresa en el plano de Gauss de la siguiente manera.

4. $\Gamma = u + jv$

Reemplazando en la ecuación 3;

5. $z = \dfrac{1+u+j.v}{1-u-j.v}$

6. $\dot{z} = \dfrac{((1+u)+j.v)((1-u)+j.v)}{((1-u)-j.v).((1-u)+j.v)}$

7. $\dot{z} = \dfrac{1-u^2-v^2}{(1-u)^2+v^2} + j\dfrac{2.v}{(1-u)^2+v^2} = r + jx$

Igualando las partes real e imaginaria

8. $r = \dfrac{1-u^2-v^2}{(1-u)^2+v^2}$

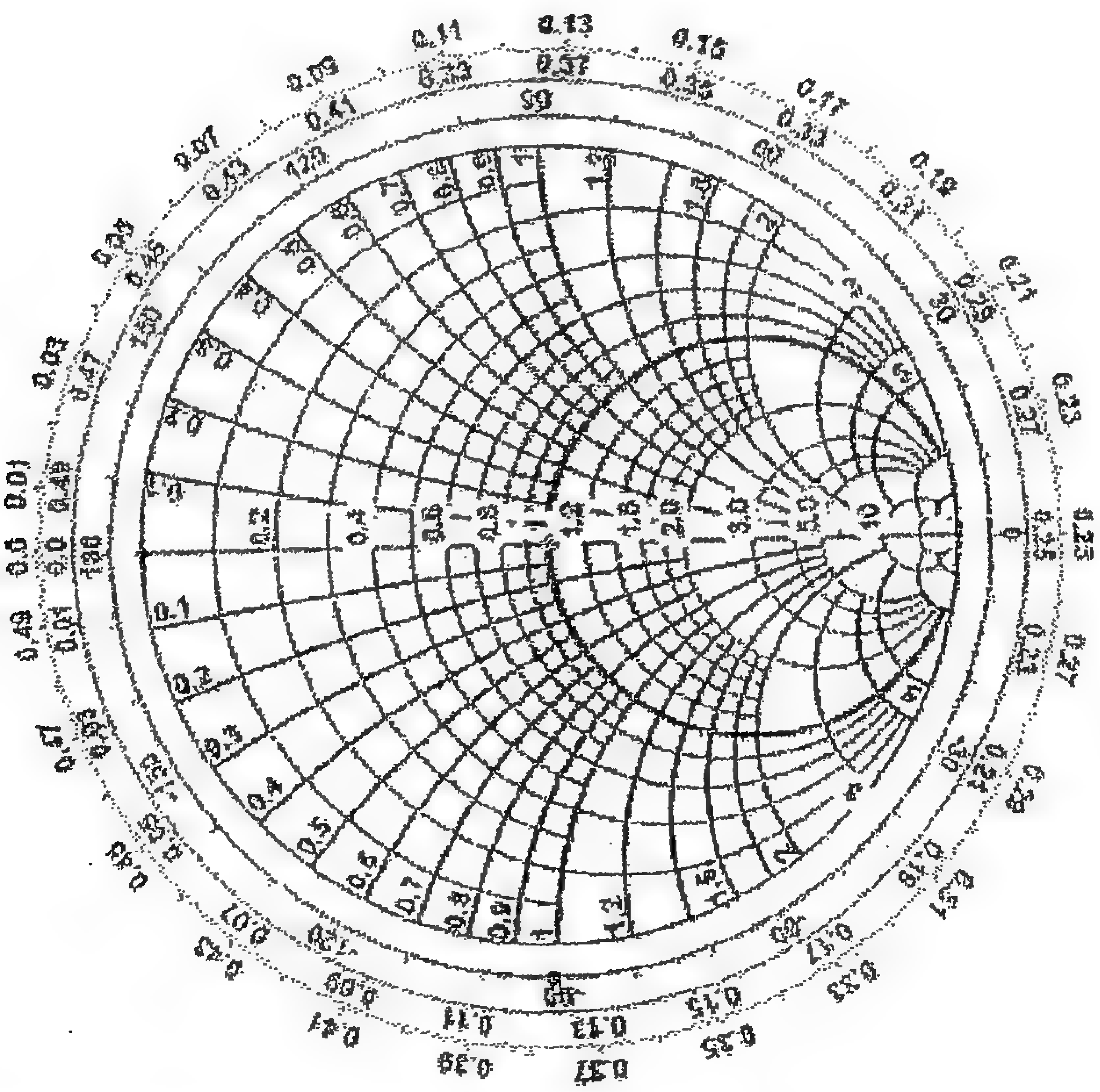
9. $x = \dfrac{2v}{(1-u)^2+v^2}$

Se trata de familia circunferencias de "r" constante y "x" constante.

La Polar de las primeras es el eje de abcisas "U" , "V=0"mientras que la Polar,de las segundas es la recta vertical "U=1".

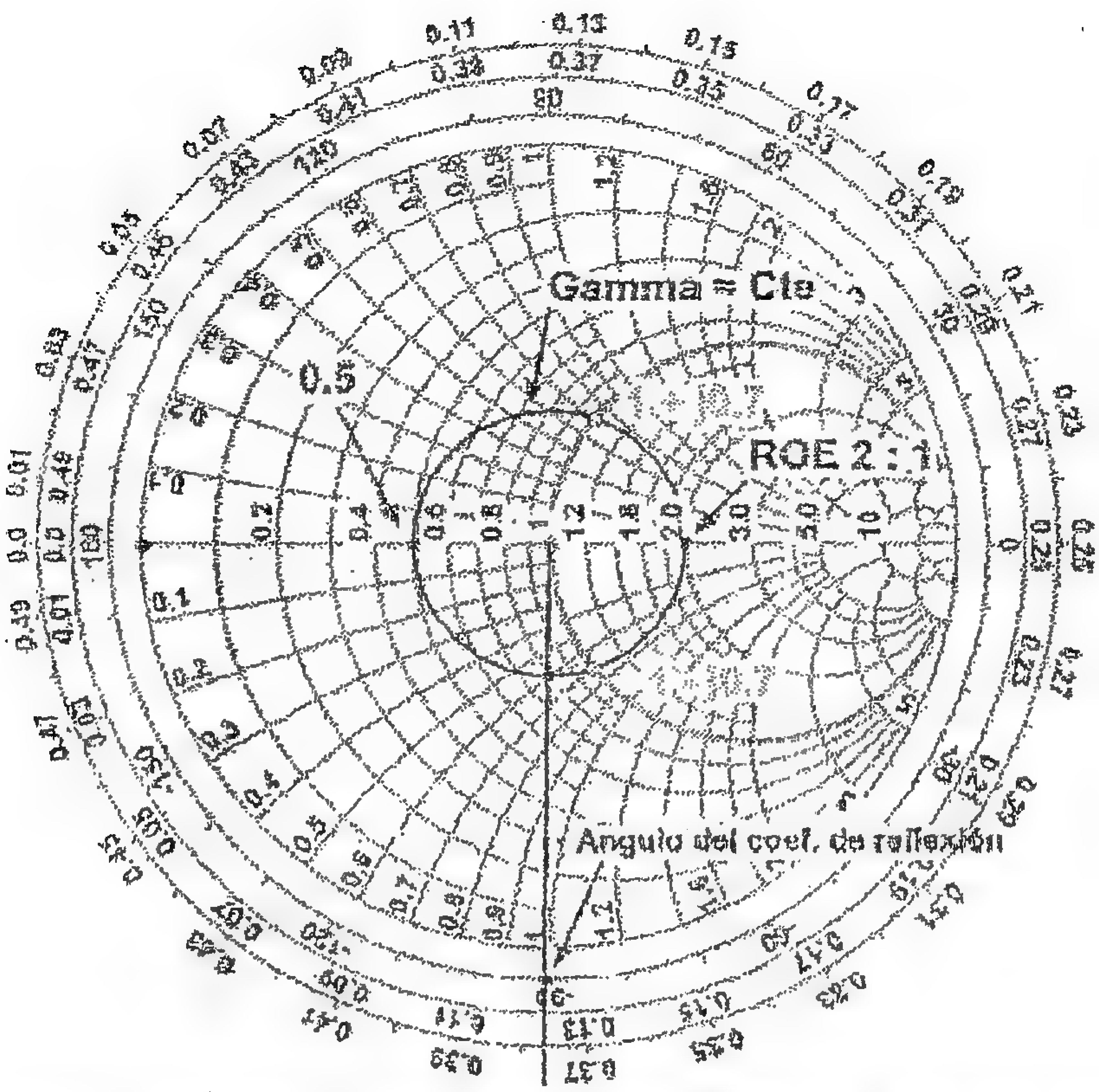
La primera de las circunferencias es la correspondiente al cortocircuito ó al circuito abierto. Si r=0, entonces;

10. $u^2+v^2=1$



En el interior de la misma se inscriben infinitas circunferencias excentricas ortogonales.

Haciendo centro en el origen se traza una circunferencia de radio igual a la ROE.



Cada punto del perímetro de dicha circunferencia, permite leer en el igrama, el valor de la correspondiente impedancia a lo largo de la línea.

La longitud recorrida se lee en longitudes de onda en la periferia.

Una vuelta completa sobre el ábaco, significa sobre la línea física un rrido real de media onda.

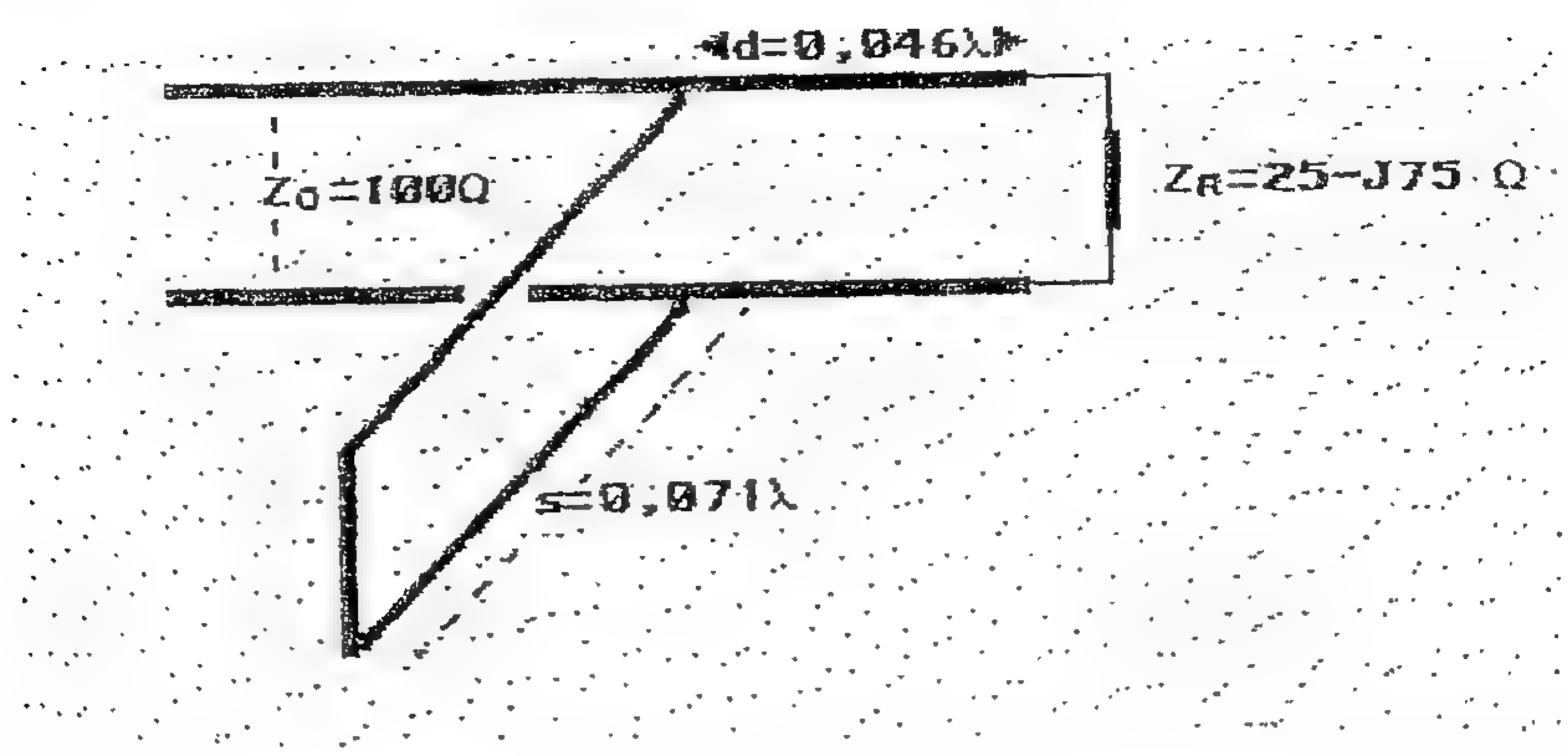
Media vuelta completa sobre el ábaco, significa sobre la línea física n recorrido real de cuarto de onda.

Todo ello en concordancia con la ecuación 28 de la Sección 0075, ina 20., la que también puede ser expresada de la siguiente forma.

$$\bar{\Gamma}_e = |\Gamma_R| * e^{j(\theta - 2.\beta.d)}$$

Mediante el ábaco de SMITH, se puede calcular con celeridad la lidad de los parámetros intervinientes en las líneas de transmisión y por le en cualquier medio de enlace

0090- MEDIANTE EL ABACO DE SMITH, ADAPTACION CON UN STUB



El ábaco de SMITH puede ser utilizado tanto en impedancia como en admitancia.

Desde que el Stub se conecta en paralelo, es conveniente razonar en admitancia.

1º.- Normalizamos la carga : $z_R = 0{,}25 - J0{,}75$

2º.-Localizamos ese valor en el ábaco y lo puntualizamos.

3º.La admitancia de carga normalizada la localizamos con un compas en un punto diametralmente opuesto. $y_R = 0{,}4 + J1{,}2$

4º-Un desplazamiento a lo largo de la línea, se corresponde con un desplazamiento a lo largo de un circulo de ROE constante, sentido horario, con centro en el origen, que pase por ambos puntos.

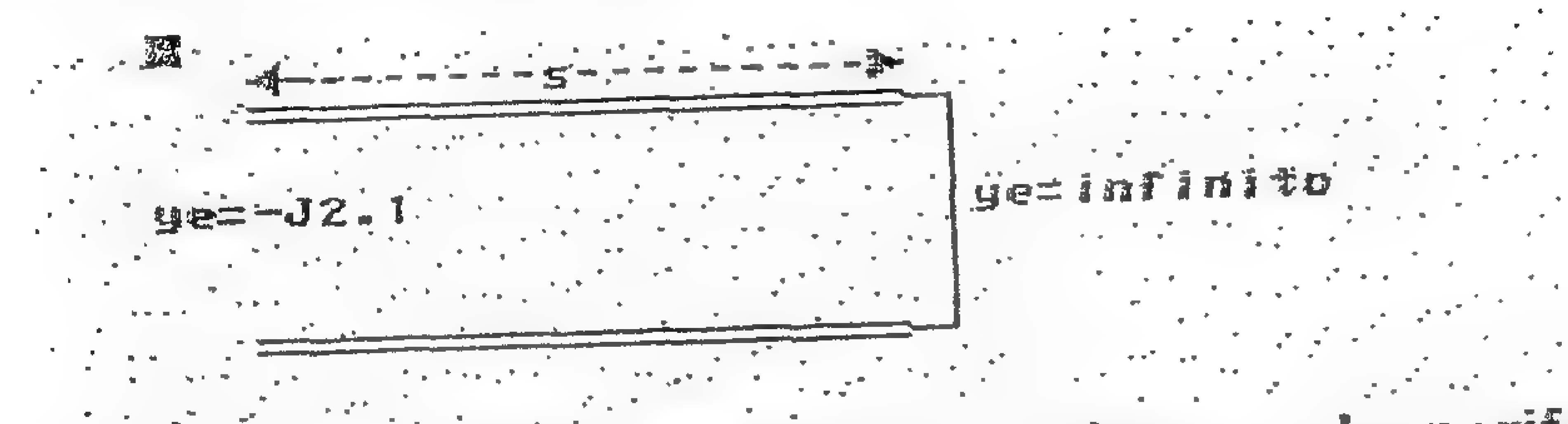
5º-El desplazamiento "d", se lee en la periferia, desde el último de los puntos mencionados, hasta la intersección con la circunferencia $g = 1$

$$d = 0{,}046\lambda$$

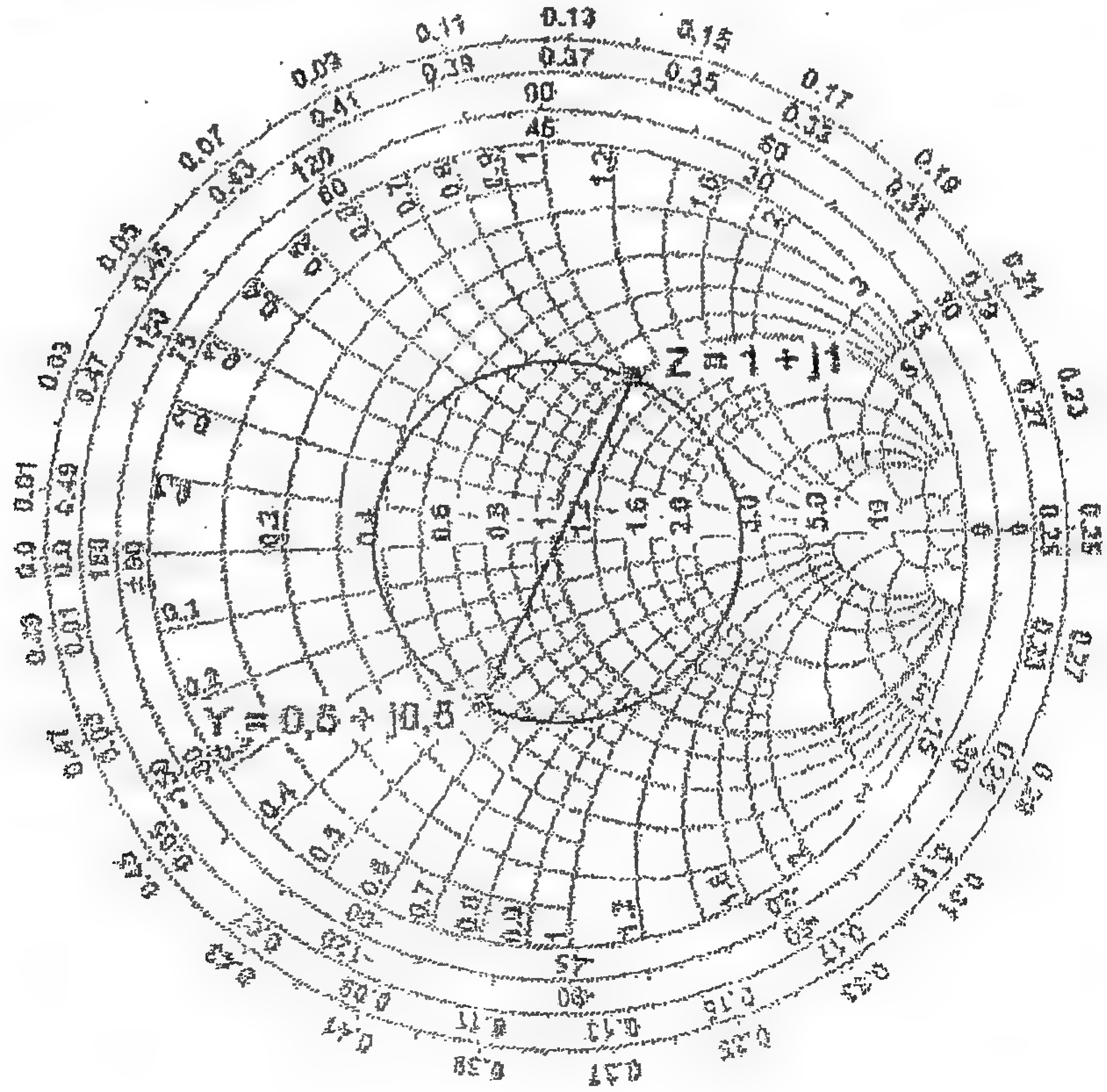
6º.-Coincidente con dicho cruce atraviesa otra circunferencia ortogonal, la correspondiente a $b = J2.1$

7º.-Por lo tanto en dicho punto de la línea se tiene una admitancia normalizada que vale: $y = 1 + J2.1$

8°.-La línea de cortocircuito representada por el **STUB** que se conecta en dicho punto debe arrojar una suceptancia que valga $-J2.1$para contrarestar la parte imaginaria y lograr así un valor de admitancia unitaria y en concencuencia lograr la adaptación.



9°.-Para determinar la longitud del **STUB**, se lee en la periferia desde el punto correspondiente a dicho valor $-J2.1$, sentido anti-horario, y el punto de suceptancia infinita , la carga cortocircuitada, ubicado en el polo de convergencia. Así se lee: $s = 0{,}071\lambda$



APLICACIONES NUMERICAS

1°.-Se mide una $ROE = 4$ sobre la carga de una línea de 100Ω en la cual se localiza un mínimo de potencial a $0{,}1\lambda$ de distancia. Se pide el valor de la impedancia de carga.

SOLUCION

$$ROE = 4 \rightarrow \qquad |\Gamma_R| = 0{,}6$$

$$0{,}1.\lambda = \frac{\lambda}{4.\pi}(\theta - \pi) \rightarrow \qquad \theta = 1{,}4\pi$$

$$\dot{\Gamma}_R = 0{,}6 \times e^{J1{,}4\pi} = -(0{,}185 + J0{,}57)$$

$$z_R = \frac{1+\dot{\Gamma}_R}{1-\dot{\Gamma}_R} = 0{,}37 - J0{,}66 \rightarrow\rightarrow\rightarrow Z_R = (37 - J66)\Omega$$

2°.-Calcular la impedancia de carga de una línea de transmisión de impedancia característica 100 Ohmios, que cuenta con una ROE igual a 3, que al cortocircuitarla, se le detectan dos mínimos sucesivos separados 5 centímetros y que al restituirla, cualquiera de dichos puntos se corre hacia la carga 1,65cm.

SOLUCION

Existen dos métodos de solución, uno analítico y otro mediante el ábaco de SMITH.

a).-Analítico

sI Si la separación entre 2 mínimos es de 5 centímetros, se deduce que la longitud de onda es de 10centímetros. Significa que el corrimiento es de 0,165cm.

Si nos ubicamos en el mínimo, la impedancia normalizada en dicho punto está dada por:

1. $$\frac{1}{\mathrm{ROE}} = \frac{z_R + J.\mathrm{tg.}(\beta.0{,}165.\lambda)}{1 + J.Z_R\,\mathrm{tg.}(\beta.0{,}165.\lambda)}$$

2. $\frac{1}{3} = \frac{z_R + J.\mathrm{tg}(2.\pi.0{,}165)}{1 + J.z_R.\mathrm{tg}(2.\pi.0{,}165)}$

3. $1 + J.z_R.\mathrm{tg}(2.\pi.0{,}165) = 3 \times z_R + J.3.\mathrm{tg}(2.\pi.0{,}165)$

4. $1 + J(r + J.x).\mathrm{tg}(2.\pi.0{,}165) = 3 \times (r + J.x) + J.3.\mathrm{tg}(2.\pi.0{,}165)$

5. $1 + J.r.\mathrm{tg}(2.\pi.0{,}165) - x.\mathrm{tg}(2.\pi.0{,}165) = 3 \times r + J.3.x + J.3.\mathrm{tg}(2.\pi.0{,}165)$

6. $1 + J.r.1{,}69 \;-\; x.1{,}69 = \; 3 \times r + J3.x + J5{,}07$

Igualamos las partes que componen la ecuación compleja:

7. $1 = 3.r + 1{,}69.x$

8. $5{,}07 = 1{,}69.r - 3.x$

Resolvemos el sistema: $r = 0{,}97 \rightarrow\rightarrow\rightarrow x = 1{,}14$

Desnormalizamos: $Z_R = (97 + J112)\Omega$

b).-Metodo Gráfico Utilizando el Abaco de Smith

Conocida la ROE =3, procedemos con un compás haciendo centro en el origen, puntualizando en el semi eje derecho horizontal en r=3, trazamos una circunferencia de ROE constante.

La impedancia de carga estará ubicada en algún punto de dicha circunferencia.

Si al restablecer la impedancia incognita Z_R el minimo que fuera obtenido originalmente con $Z_R = 0$, corrióse $0{,}165.\lambda$ hacia la carga, dicho valor lo hallaremos desplazándonos a partir del mínimo r=0,33, sobre la circunferencia y leyendo en la periferia, , esa misma distancia hacia el generador. Sentido horario.

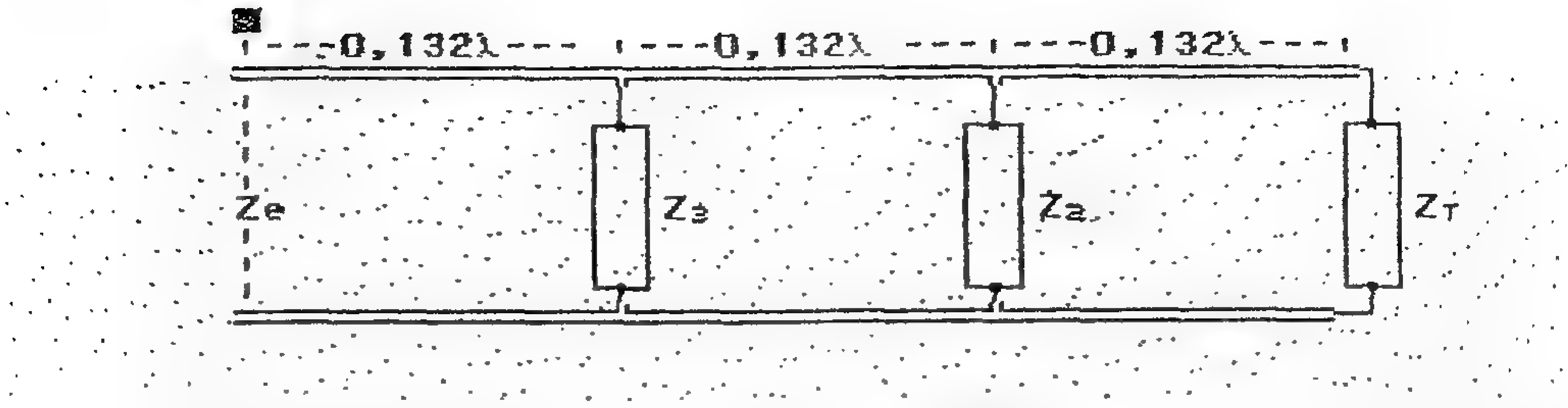
La intersección de circunferencias ortogonales se corresponde con la lectura de r=1 y x=J1,12.

$z_R = 1 + J1{,}12 \rightarrow\rightarrow\rightarrow Z_R = (100 + J112)\Omega$

Apreciamos algún error de medición al comparar éste método con el anterior.

3º.--Se pide calcular la impedancia de entrada en el siguiente dispositivo

Se trata de una línea sin pérdidas de impedancia característica de 100 Ohmios.



Datos: $Z_T = (65 + J100)\Omega$ $Z_1 = J87\Omega$ $Z_2 = 500\Omega$

$l = 0{,}132\lambda$

Se razona en admitancia, pues los elementos se encuentran conectados en paralelo.

La impedancia terminal normalizada es: $0{,}65 + J$(Punto T sobre el ábaco) que se corresponde con la admitancia normalizada representada por el punto U, simétrico a T respecto del centro origen.
Encontramos $y_T = 0{,}45 - J0{,}7$

A partir de U, mediante rotación hacia el generador sobre el círculo C_0, hasta el punto A. En la periferia leemos 0,392, le sumamos 0,132, con lo cual alcanzamos 0,524. (OU,OA).

A representa la admitancia, antes de conectar Z_2.
Es decir $0{,}3 + J0{,}14$

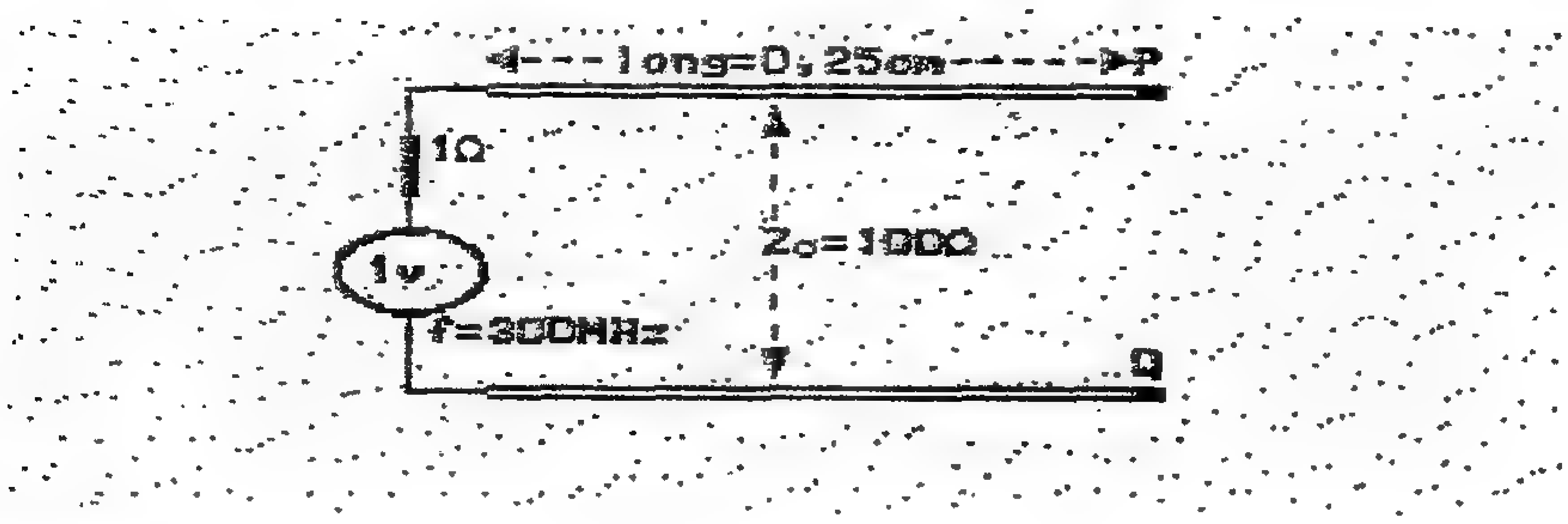
La admitancia total en Z_2 será:

$0{,}3 + J0{,}14 + \frac{1}{5} = 0{,}5 + J0{,}14$(Punto B).

Un desplazamiento de $0{,}132\lambda$ sobre el círculo C_1 pasando por B nos dá la admitancia antes de conectar Z_1.Es decir $1{,}1 + J0{,}75$(Punto C).

La admitancia total será:

4°.-Se pide calcular la diferencia de Potencial en los bornes de salida:



SOLUCION

Se trata de una línea de cuarto de onda con carga infinita.Por ello la impedancia de entrada es nula.
La corriente en el origen es:

$$I_0 = \frac{1v}{1\Omega + 0} = 1A \longrightarrow U_0 = I_0 \times Z_e = 0$$

Reemplazando en la fórmula del potencial dada en el par de ecuaciones de la página 17.

$$U(y) = \frac{U_0 + I_0.Z_o}{2}.e^{-J\beta.y} + \frac{U_0 - I_0.Z_0}{2}.e^{J\beta.y}$$

$$I(y) = \frac{U_0 + I_0.Z_o}{2.Z_0}.e^{-J\beta.y} + \frac{U_0 - I_0.Z_0}{2.Z_0}.e^{J\beta.y}$$

Teniendo en cuenta los párrafos precedentes y que :

1. $\sqrt{Z.Y} = \alpha + J\beta \qquad \alpha = 0$

Nos queda:

2. $U_{PQ} = \frac{1 \times 100}{2}.e^{-J\frac{\pi}{2}} - \frac{1 \times 100}{2}.e^{J\frac{\pi}{2}} = |100v|\angle -90°$

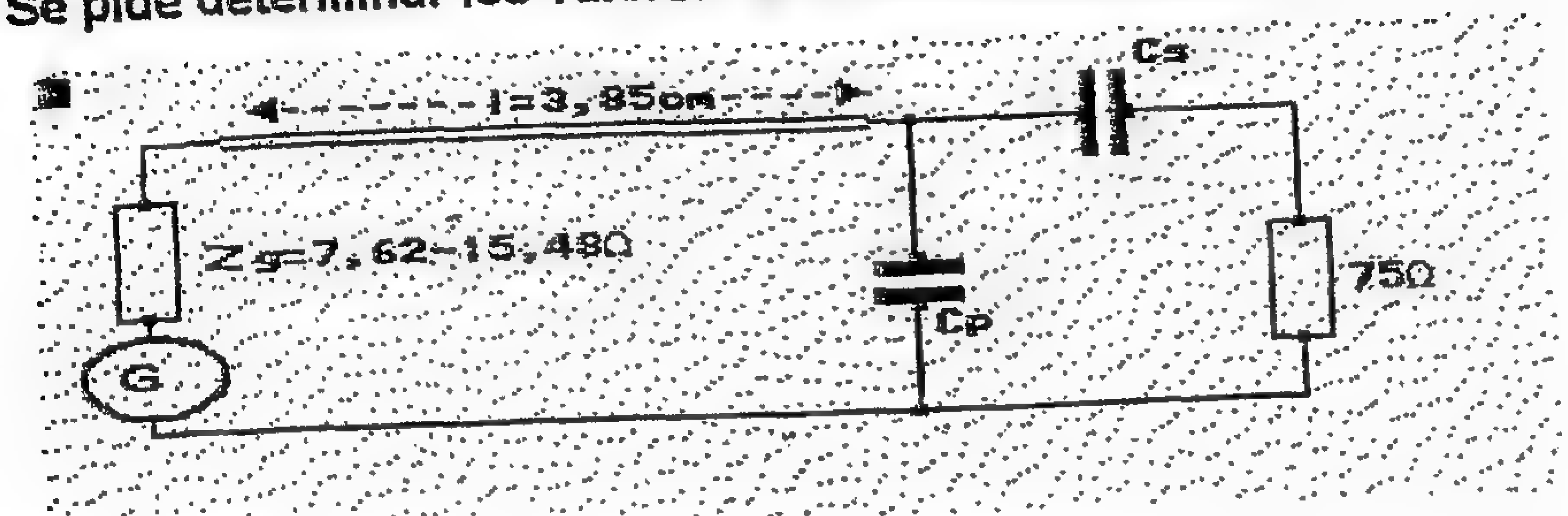
Observar que con un potencial de 1voltio obtenemos a la salida un potencial 100veces mayor.La explicación la podremos hallar si consideramos la línea cual un oscilador inductivo-capacitivo en resonancia.

Se produce un desfasaje de 90 grados entre corriente y potencial y por ende tenemos impedancia nula a la entrada e impedancia infinita a la salida. La consecuencia es una alta tensión en el extremo vacío.

Se produce un desfasaje de 90 grados entre corriente y potencial y por ende tenemos impedancia nula a la entrada e impedancia infinita a la salida. La consecuencia es una alta tensión en el extremo vacío.

ADAPTACION DE UNA ETAPA DE RF CON EL GRAFICO DE SMITH

Un transistor que opera en la frecuencia de 600Megahertz tiene una resistencia interna $: Z_G = (7{,}62 - J15{,}48)\Omega$ y alimenta una carga de 75Ω por através de una guía de onda compuesta de 2 alambres cilíndricos de 3,85cm de largo, cuya impedancia característica es de 50Ω y longitud de onda propia de $\lambda_G = 26{,}2cm$
Para lograr la adaptación se intercala entre la línea y la carga una red constituida por un capacitor C_P en paralelo y un capacitor C_S en serie con la carga.
Se pide determinar los valores de las dos capacidades.



SOLUCION

La condición fundamental de adaptación tal como lo establece la teoría de circuitos, se dará cuando el conjugado de la impedancia de entrada de la guía se iguale a la impedancia interna del transistor.

$$1^{\circ}.- Z_e = Z_G^*$$

La carga total de la guía está dada por la red intercalada cuya admitancia se expresa:

$$2^{\circ}.- Y_R = J\omega C_P + \frac{1}{Z_R - J\dfrac{1}{\omega C_S}}$$

La admitancia de entrada de la guía señalada en 1°.- como se sabe se expresa:

$$3^{\circ}.- Z_G^* = Y_O \frac{Y_R + JY_O . tg\beta l}{Y_O + JY_R . tg\beta l}$$

Si bien la solución puede lograrse por la vía analítica es conveniente recurrir al diagrama de Smith.

Puntualizamos en el gráfico la impedancia de carga normalizada. $z_R = \dfrac{75}{50} = 1{,}5$

Consideramos el semicirculo negativo r=constante=1,5, en cuyos lugares geométricos se halla la reactancia negativa de C_S

Haciendo girar 180 grados dicho semicirculo, se traza otro identico, con lo cual ambos se constituyen en posición simétrica respecto del centro del gráfico.

La recta tangente que vincula ambos semicirculos pasando por el centro, determina el valor de la reactancia negativa del capacitor en serie C_S

Es decir tenemos: $z_L = 1{,}5 - J1{,}2$; por ende, en un punto diametralmente opuesto, además, tangente al otro semicirculo se lee $y_L = 0{,}4 + J0{,}33$.

Con el valor de la reactancia y/o de la suceptancia determinamos la capacidad serie.

$$1{,}2 = \frac{1}{\omega.C.Z_O} \Rightarrow\Rightarrow\Rightarrow\Rightarrow\Rightarrow C_S = 4{,}4\,pF$$

Ahora nos reubicamos en la entrada con valores normalizados: $z_g = 0{,}152 + J0{,}31$ y transitamos hacia la carga $\frac{l}{\lambda_G} = \frac{3{,}85}{26{,}2} = 0{,}147$. Se obtiene así en el extremo la impedancia normalizada $0{,}2 - J0{,}69$

En admitancia, se tiene diametralmente opuesto. $0{,}4 + J1{,}32$

El último valor es el resultado del agregado del capacitor en paralelo sobre la serie dada por : $y_L = 0{,}4 + J0{,}33$

Es decir:

$$0{,}4 + J1{,}32 = 0{,}4 + J0{,}33 + J\omega.C_P.Z_0$$

Significa que:

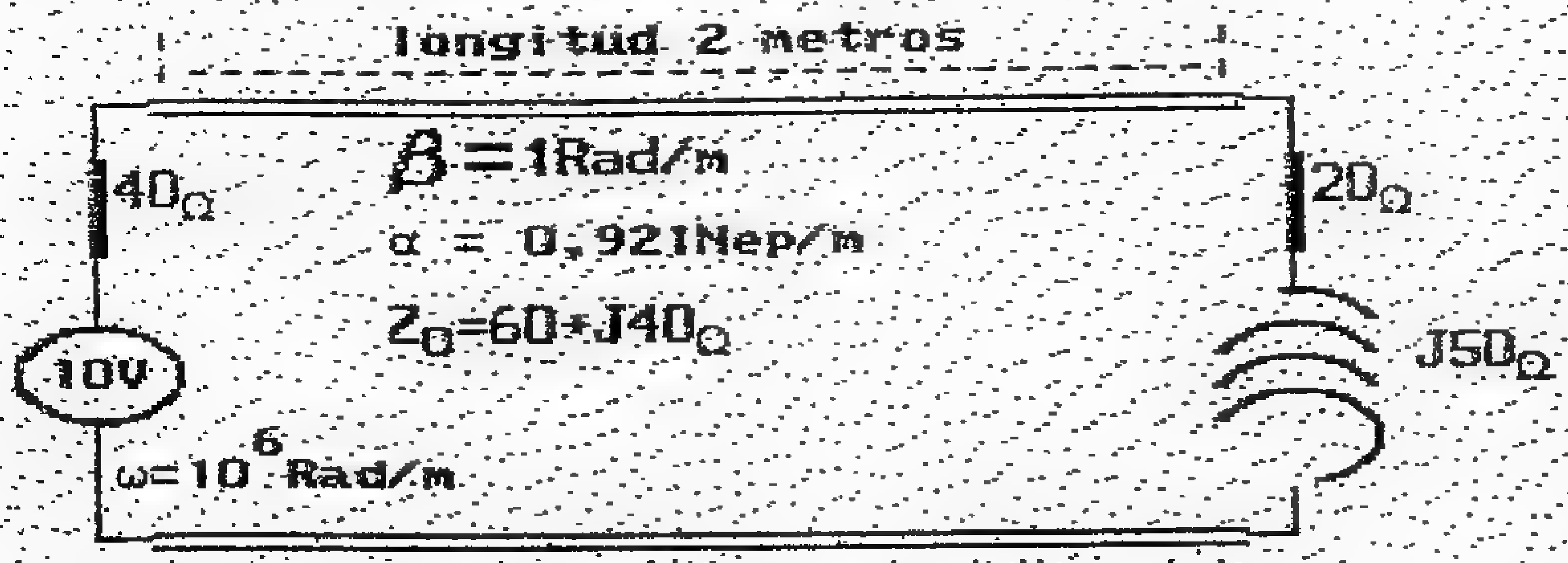
$$\omega.C_P.Z_O = 1{,}32 - 0{,}33 = 0{,}9889$$

La diferencia es causada por dicho capacitor:

Tanto la susceptancia de un capacitor como del otro se hallan en la misma circunferencia "g" constante igual a 0,4

$$C_P = \frac{0{,}9889}{\omega.Z_0} = \frac{0{,}9889}{2.\pi.600 \times 10^6 \times 50} = 5{,}25\,pF$$

EJERCICIO RESUELTO
LINEA BIFILAR ABIERTA



Se pide: a) Impedancia de Entrada
b) Corriente en el Origen
c) Corriente en la mitad del recorrido.

SOLUCION

1°.– $\gamma.l = (2)(0{,}921 + J) = 1{,}84 + J2$

$\text{th}(\gamma.l) = 1{,}033 + J\,0{,}3929$

2°.– $$Z_e = (60 + J40)\frac{20 + J50 + (60 + J40)(1{,}033 + J0{,}3929)}{(60 + J40) + (20 + J50)(1{,}033 + J0{,}3929)}$$

$$= (60{,}25 + J38{,}79)\Omega$$

3°.– $$I(o) = \frac{V_g}{Z_e + Z_g} = \frac{10v}{60{,}25 + J38{,}79 + 40} = |93{,}03v|\angle -21{,}15^\circ\, mA$$

4°.– $$V_o = Z_e \times I_o =$$

$$= (|71{,}66v|\angle 32{,}77^\circ)(|93{,}03mA|\angle -21{,}15^\circ) = |6{,}667|\angle 11{,}62^\circ$$

Para la obtención de la corriente en cualquier punto del recorrido, se requiere la función general:

5°.– $$I(l = 1m) = \frac{V_o + I_o.Z_o}{2.Z_o}.e^{-\gamma.y} - \frac{V_o - I_o.Z_o}{2.Z_o}.e^{\gamma.y}$$

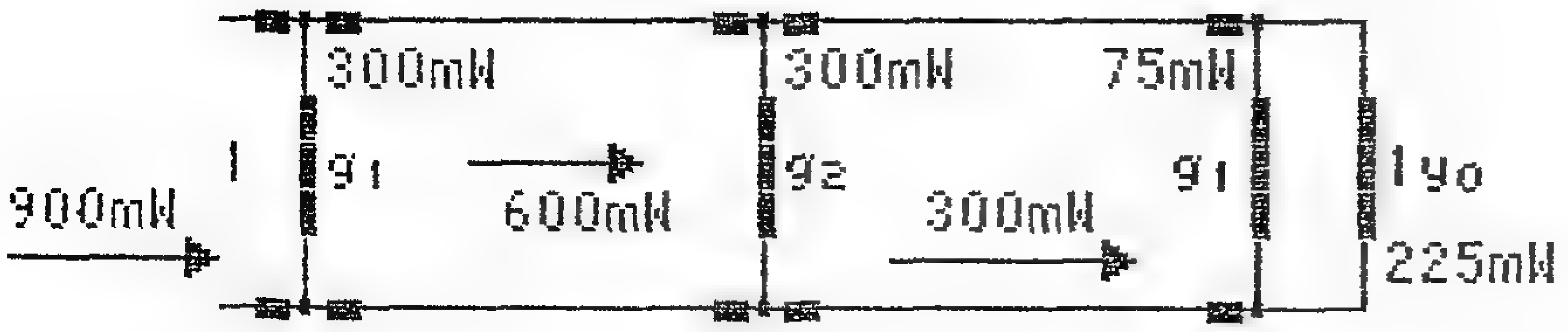
$$= \frac{6{,}687\angle 12{,}08^\circ.e^{-\gamma.y}}{60 + J40} - \frac{0{,}0518\angle 260^\circ}{60 + J40}.e^{j\gamma.y} =$$

$$= \frac{6{,}687e^{J12{,}08}.e^{-0{,}921}.e^{-J57{,}3^\circ}}{72{,}1.e^{J33{,}69^\circ}} - \frac{0{,}0518e^{J260^\circ}.e^{0{,}921}.e^{J57{,}3}}{72{,}1.e^{J33{,}69^\circ}} =$$

$$I(l = 1m) = 6{,}673 - J34{,}456mA = |35{,}10mA|\angle 281^\circ$$

Conector de MW de 6dB

CATEDRA MEDIOS DE ENLACE



$$g_1+1$$

$$\frac{1}{g_1+1}$$

$$g_2+\frac{1}{g_1+1}$$

$$\frac{1}{g_2+\frac{1}{g_1+1}}$$

$$g_1+\frac{1}{g_2+\frac{1}{g_1+1}}=1$$

$$P_{g_1}=300=900\times\frac{g_1}{1} \longrightarrow \boxed{g_1=\frac{1}{3}} \qquad 1-g_1=\frac{2}{3}=\frac{1}{g_2+\frac{1}{g_1+1}}$$

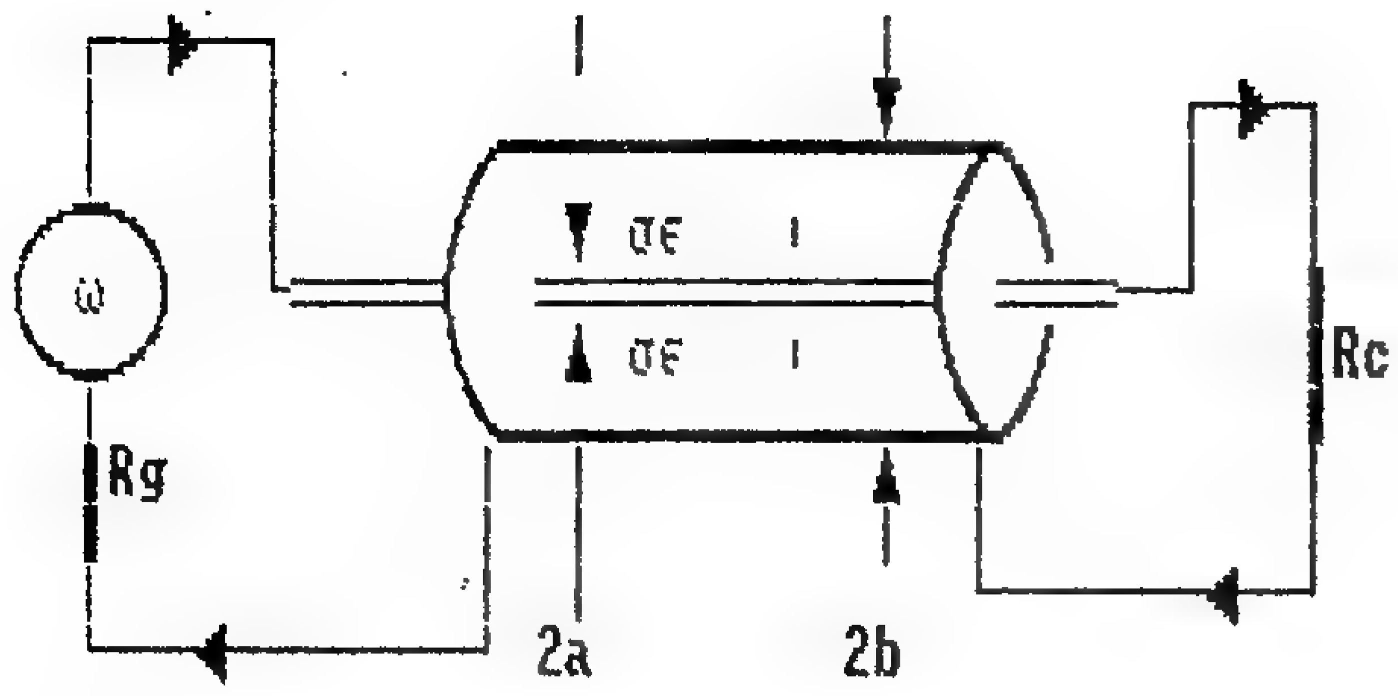
$$\frac{2}{3}=\frac{1}{g_2+\frac{1}{\frac{1}{3}+1}}=\frac{1}{g_2+\frac{3}{4}} \longrightarrow \boxed{g_2=\frac{3}{4}}$$

$$P_{g_2}=600mW\frac{g_2}{g_2+\frac{1}{g_1+1}}=600\times\frac{3/4}{\frac{3}{4}+\frac{1}{\frac{1}{3}+1}}=600\times\frac{\frac{3}{4}}{\frac{3}{4}+\frac{3}{4}}=\boxed{300mW}$$

$$P_{y_o}=300mW\times\frac{1}{g_1+1}=300\times\frac{1}{\frac{1}{3}+1}=300\times\frac{3}{4}=\boxed{225mW}$$

$$P_{g_1}^{2da}=300-225=\boxed{75mW} \qquad \alpha(dB)=10\times\log\frac{225}{900}=\boxed{-6dB}$$

ISBN 978.987.05.5845.3



1) $$I_{\varepsilon} = J_{\varepsilon} \times 2.\pi.r.l = \sigma_{\varepsilon}.E_{r}.2.\pi.r.l = \sigma_{\varepsilon}.\frac{U}{r.\ln\frac{b}{a}}.2.\pi.r.l$$

2) $$G_{a} = \frac{I_{\varepsilon}}{U} = \frac{2.\pi.\sigma_{\varepsilon}}{\ln\frac{b}{a}}$$

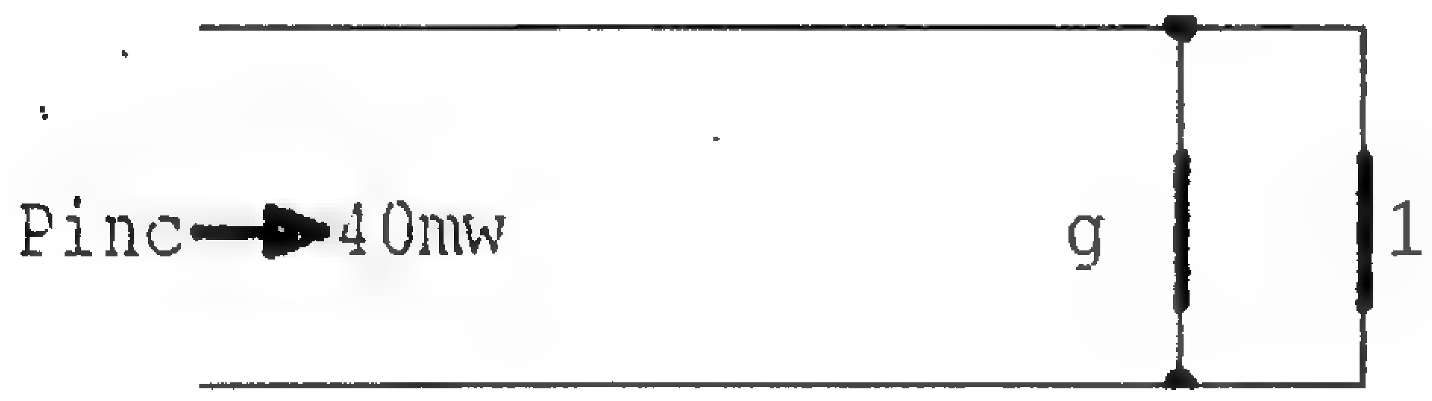
ISBN 978.987.05.5845.3

1) $$G_\varepsilon = \omega.C.tg\delta = \omega.\frac{2.\pi.\varepsilon.\varepsilon_0}{\ln\frac{b}{a}}.tg\delta =$$

2) $$G_a = \frac{I_\varepsilon}{U} = \frac{2.\pi.\sigma_\varepsilon}{\ln\frac{b}{a}}$$

3) $$\sigma_\varepsilon = \omega.\varepsilon.\varepsilon_0.tg\delta$$

La impedancia caracteristica del dispositivo es de 50 Ohms.Se sabe que el dispositivo se halla adaptado y que refleja la cuarta parte de la potencia incidente.Se pide el valor de "G" y la potencia en la carga.



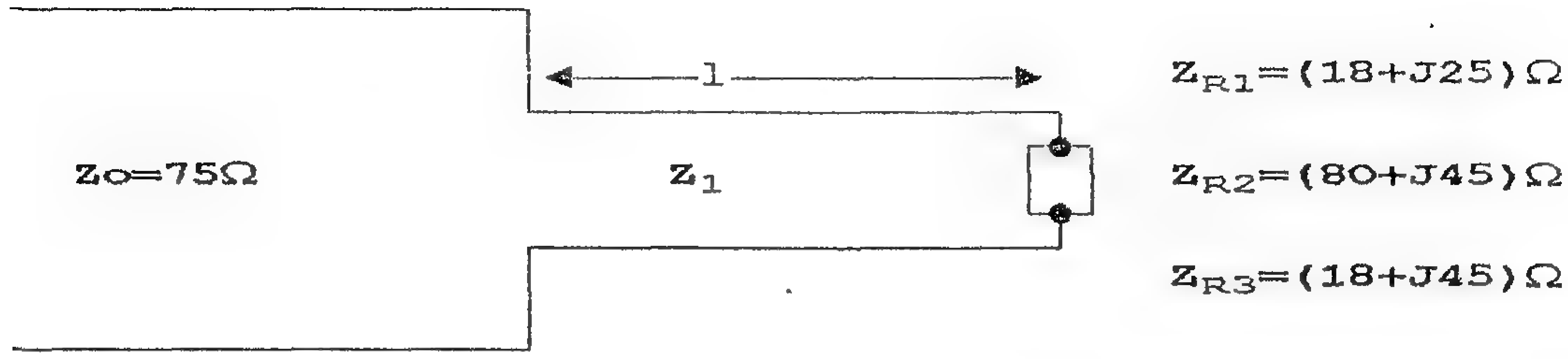
1. $$\Gamma = \frac{(g+1)-1}{(g+1)+1} = \frac{g}{g+2} \qquad \Gamma^2 = \frac{P_{reflx}}{P_{inc}} = \frac{1}{4} \qquad \Gamma = \frac{1}{2}$$

2. $$\frac{g}{g+2} = \frac{1}{2} \qquad g = 2$$

3. $$P_R = (30mW).\frac{1}{g+1} = 30mW.\frac{1}{2+1} = 10mW$$

ISBN 978.987.05.5845.3

Uno desea adaptar una carga compleja a una linea de transmision. Se utiliza para ello un trozo de línea de determinada longitud y determinada impedancia característica.



La impedancia de entrada del trozo de longitud "l", es:

1. $$Z_e = Z_1 \frac{Z_R + JZ_1.tg\dfrac{2.\pi.l}{\lambda}}{Z_1 + J.Z_R tg\dfrac{2.\pi.l}{\lambda}} \qquad Z_e = 75\Omega$$

2 $$tg\frac{2.\pi.l}{\lambda} = t \qquad Z_1 = \sqrt{75.R_R + \frac{X_R^2}{R_R - 75}}$$

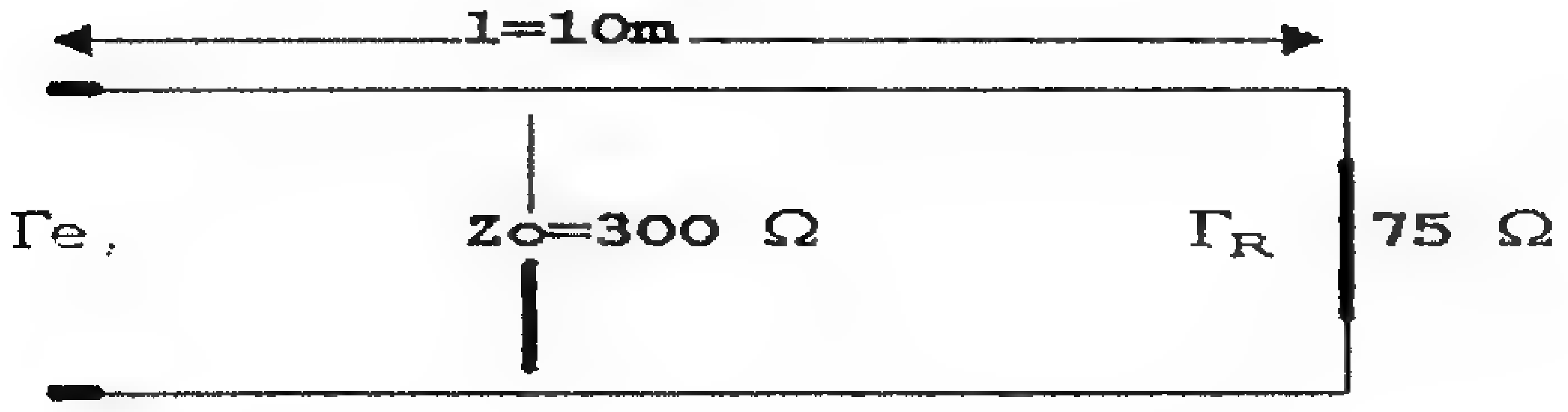
El radicando debe ser real:Cuando $R_R < 75$

3 $$75.R_R > \frac{X_R^2}{75 - R_R}$$

Comprobar que en el último caso la adaptacion es imposible

ISBN 978.987.05.5845.3

Calcular la pérdida total de una línea de 10m de longitud , cuyo cable tiene una atenuacion de 0,1dB/m, con una impedancia característica de 300 Ohms que alimenta una antena de impedancia igual a 75 Ohms.



El coeficiente de reflexion en la entrada es:

1. $\Gamma_e = \left|\dfrac{75-300}{75+300}\right| . \times e^{-2\times 0{,}1dB/m\times 10m}$

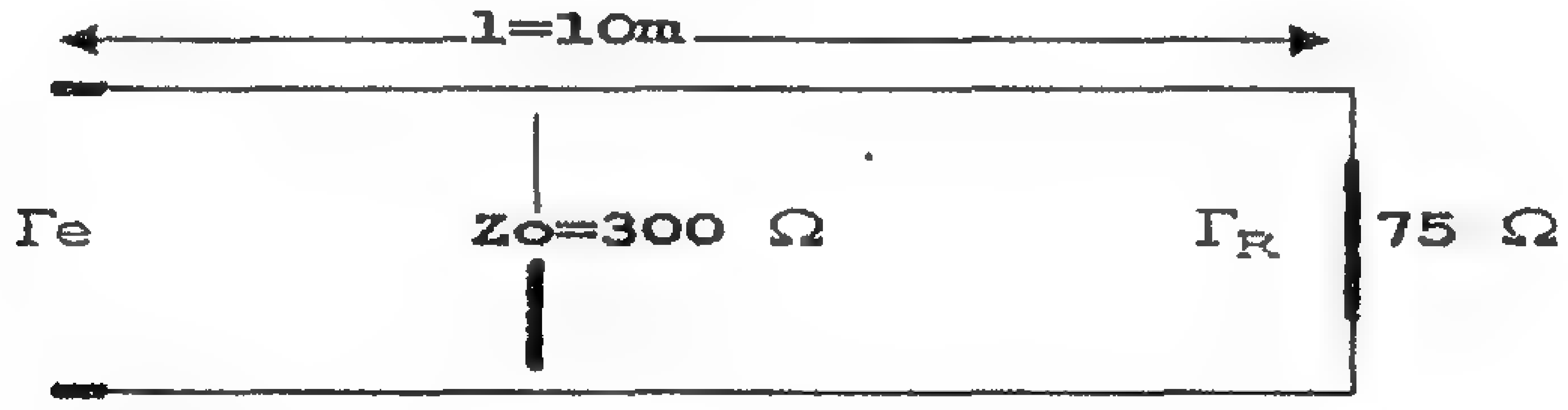
2. $\alpha(\mathrm{dB}) = 2\mathrm{dB}$

Tengamos en cuenta que los valores resistivos son puros por lo que de acuerdo a la teoria circuital de la teoria electromagnetica la potencia en la carga está dad por:

1 $\mathrm{P_R} = P_{INC}\left(1-\Gamma_R^2\right)$

La potencia en la entrada de acuerdo a la pérdida del cable:

2. $\mathrm{P_e} = P_{INC}\left(1-\Gamma_R^2 . e^{-4.\alpha.l}\right)$



3 $$\frac{\mathrm{P_R}}{\mathrm{P_e}} = \frac{1-\Gamma_R^2}{1-\Gamma_R^2 . e^{-4.\alpha.l}}$$

4 $$\frac{\mathrm{P_R}}{\mathrm{P_e}} = \frac{1-(0.6)^2}{1-(0.6)^2 . e^{-2\times 0.1\times 10}} = \frac{0.64}{0{,}9934} = 0{,}644252$$

5 $$\alpha(\mathrm{dB}) = 10\times \lg 0{,}644252 = 1{,}9dB$$

Cabe hacer hincapié en la suma de las dos(2) atenuaciones, la del propio cable mas la que produce la desadaptacion. contribucion

En una línea de transmisión con pérdidas a 100Megahertz, se han medido los parámetros :

$$Z_0 = (50 + J0)\Omega \qquad \alpha = 0{,}01(dB/m) \qquad \beta = 0{,}8.\pi\ \text{(rad/m)}$$

Se piden los parametros primarios,R,L,G y C de dicha línea.

SOLUCION

1. $\gamma = \alpha + \mathrm{j}\beta = \sqrt{(\mathrm{R} + \mathrm{j}\omega.\mathrm{L}).(\mathrm{G} + \mathrm{j}\omega.C)} = 0{,}01 + j0{,}8.\pi$

2. $\mathrm{Z}_0 = \sqrt{\dfrac{\mathrm{R} + \mathrm{j}\omega.\mathrm{L}}{\mathrm{G} + \mathrm{j}\omega.C}} = 50$

Multiplicando miembro a miembro:

3. $(50).(0{,}01 + \mathrm{J}.0{,}8.\pi) = \mathrm{R} + \mathrm{J}\omega.\mathrm{L}$

igualamos las partes real e imaginaria:

de donde: $R = 0{,}05\Omega / m \qquad \mathrm{L} = 0{,}20\mu\mathrm{H/m}$

Dividiendo miembro a miembro y aplicando el mismo procedimiento:

4. $\mathrm{G} = 23\mu(1/\Omega)/\mathrm{m} \qquad \mathrm{C} = 80\mathrm{pF/m}$

ISBN 978.987.05.5845.3

Se desea construir lineas de transmisión uniformes con polietileno $\varepsilon = 2{,}25$. Suponer que las pérdidas son pequeñas:

a).-Calcular la distancia entre los dos conductores, para una línea de 300 Ω, siendo el radio de los conductores de 0,6mm.

b).-Calcular el radio interior de la cubierta exterior, de un cable de 75 Ω, cuyo radio del nervio central es de 0,6mm.

$$Z_{01} = 300\Omega;\quad Z_{02} = 75\Omega;\quad \varepsilon = 2{,}25;\quad \mathrm{a}_1 = 0{,}6\mathrm{mm};\quad \mathrm{b} = 0{,}6\mathrm{mm}$$

SOLUCION

1. $$\mathrm{Z}_0 = \frac{120}{\sqrt{2{,}25}}\ln\left(\frac{D-0{,}6mm}{0{,}6mm}\right) = 300\Omega \qquad \mathrm{D} = 2{,}55\mathrm{cm}$$

2. $$\mathrm{Z}_0 = \frac{60}{\sqrt{2{,}25}}\ln\left(\frac{b}{0{,}6mm}\right) = 75\Omega \qquad \mathrm{b} = 3{,}91mm$$

La constante de atenuacion de una linea de transmisión con polietileno ε a 10Megahertz es de 0,1dB/Km.

a).-Calcular la atenuacion a 50Megahertz.

b).-Calcular la atenuacion a 10Megahertz pero al doble ε.

SOLUCION

1 $$\alpha = \frac{\mathrm{R}(\Omega/\mathrm{m})}{2.Z_0} = \frac{4{,}15.\sqrt{f}\left(\frac{1}{a}+\frac{1}{b}\right)}{2.Z_0}$$

2 $$\alpha = \mathrm{k}.\sqrt{\mathrm{f}} \qquad 0{,}1 = \mathrm{k}.\sqrt{10} \qquad \mathrm{k} = \frac{0{,}1}{\sqrt{10}} = 0{,}03162$$

3 $$\alpha(50\mathrm{MHz}) = 0{,}03162\times\sqrt{50} = 0{,}224dB/Km$$

4 $$\alpha(10\mathrm{MHz})\ \text{p/2ble de}\ \varepsilon = \alpha(10\mathrm{MHz})\times\sqrt{2} = 0{,}141dB/km$$

Tipos de Cable Coaxial

Tipos de Cable Coaxial LMR® y equivalentes*

En la primera tabla se muestran los parámetros fisicos y eléctricos de los tipos de cable coaxial denominados como LMR-XX. En la segunda table se incluyen las equivalencias entre las nomenclatura RG-XX y LMR-XX.

Tipo	Conductor Dia.	Cond. Tipo	Impedancia	Wt (lbs/ft)	VOP[1]	O.D.	Atenuación**
LMR-100A	.018"	Solid	50 Ohm	.015	66%	.100"	38.0 dB
LMR-195	.032"	Solid	50 Ohm	.021	83%	.195"	18.6 dB
LMR-200	.044"	Solid	50 Ohm	.022	83%	.200"	16.5 dB
LMR-240	.059"	Solid	50 Ohm	.034	84%	.240"	12.6 dB
LMR-300		Solid	50 Ohm	.055	84%	.3"	10.0 dB
LMR-400	.109"	Solid	50 Ohm	.068	85%	.405"	6.61 dB
LMR-400UF	.109"	Stranded	50 Ohm	.09	85%	.405"	7.9 dB
LMR-500	.142"	Solid	50 Ohm	.097	86%	.5"	5.4 dB
LMR-600	.176"	Solid	50 Ohm	.131	87%	.59"	4.4 dB
LMR-600UF	.176"	Stranded	50 Ohm	.131	87%	.59"	5.1 dB
LMR-900		Solid	50 Ohm	.266	87%	.870"	2.9 dB
LMR-1200	.349"	Solid	50 Ohm	.448	88%	1.2"	2.2 dB
LMR-1700	.527"	Solid	50 Ohm	.736	89%	1.670"	1.7 dB

LMR® y TFlex® son marcas registradas de Times Microwave Systems.

Otros tipos de cable y sus Substitutos/Reemplazos. *

ISBN 978.987.05.5845.3

Type	Center Conductor	Cond. Type	VOP[1]	O.D.	Replacement
RG-174/U	7x (.0063")	Stranded	65%	.100"	LMR-100A
RG-316/U	7x (.0067")	Stranded	68%	.110"	LMR-100A
RG-58/U	20 AWG	Solid	66%	.195"	LMR-195
RG-58A/U	19x (.0071")	Stranded	65%	.195"	LMR-195
RG-58C/U	19x (.0071")	Stranded	65%	.195"	LMR-195
RG-59CATV	22 AWG	Solid	78%	.242"	
RG-6 CATV	.040"	Solid	82%	.300"	
RG-8X		Stranded	78%	.242"	LMR-240
RG-213	13(7x.0296)	Stranded	65%	.405"	LMR-400
RG-214/U	13(7x.0296)	Stranded	66%	.405"	LMR-400

Terminologia:

DB	Direct Burial
UF	Ultra Flex (Stranded Center Conductor)
PE	Poly Ethylene (Standard LMR Cable Jacket)
TPR	Thermo Plastic Rubber (NOT Buriable)

Notas:

- Algunos Cables LMR estan disponibles en Impedancia de 75 Ohms para up-links, etc.
- NO utilize RG58 si la longitud del cableado es mayor a 7.5 mts, si no se conoce la atenuación del cable o esta es inaceptable.

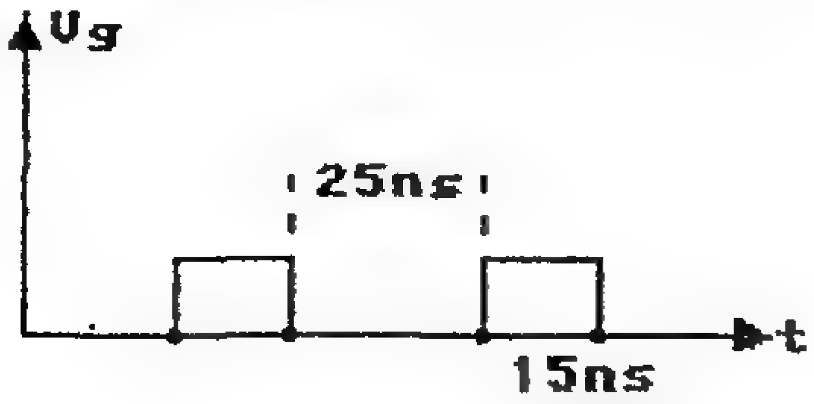
* Los valores citados varían dependiendo del fabricante, se listan como referencia únicamente.

** La atenuación está en db/30 mts @ 2.4GHz

[1] La velocidad de propagación es la velocidad a la cual las señales eléctricas viajan por el cable.

ISBN 978.987.05.5845.3

1°.-Una línea de transmisión con dieléctrico de aire tiene una longitud de 80metros.Se le inyecta un tren de pulsos, cada uno con una duración de 15ns separados 25 ns. ¿Cuantos pulsos pueden caber en la línea en cualquier momento?.



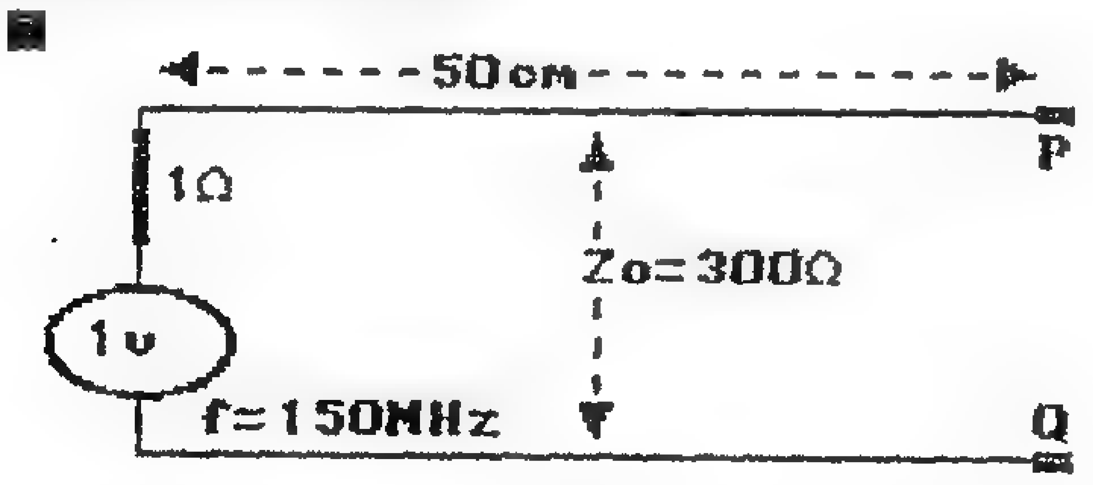
2°.-Una línea bifilar abierta tiene una impedancia caracteristica de 50Ω y alimenta una carga Z_R . La Potencia incidente es de 500mW y el ROE medido de 1,4. Encontrar:
a)Potencia transmitida a la carga
b)Los valores máximo y mínimo de impedancia a lo largo de la línea.
c)Los valores máximo y mínimo de tensión a lo largo de la línea.
d)El valor de la impedancia de carga, si ésta es real y mayor que la impedancia caracteristica.

3°.La impedancia de entrada de una linea sin perdidas, a circuito abierto y a cortocircuito es respectivamente de $-J50\Omega$ y $J50\Omega$.
Se pide:1°).- impedancia característica Z_0 2°) longitud de la linea

4°.-Cuando una linea de transmision esta terminada en una carga de 90 Ω, se mide un ROE de 3. Cuales podrían ser los valores de la impedancia caracteristica de esa línea?. Justificar.

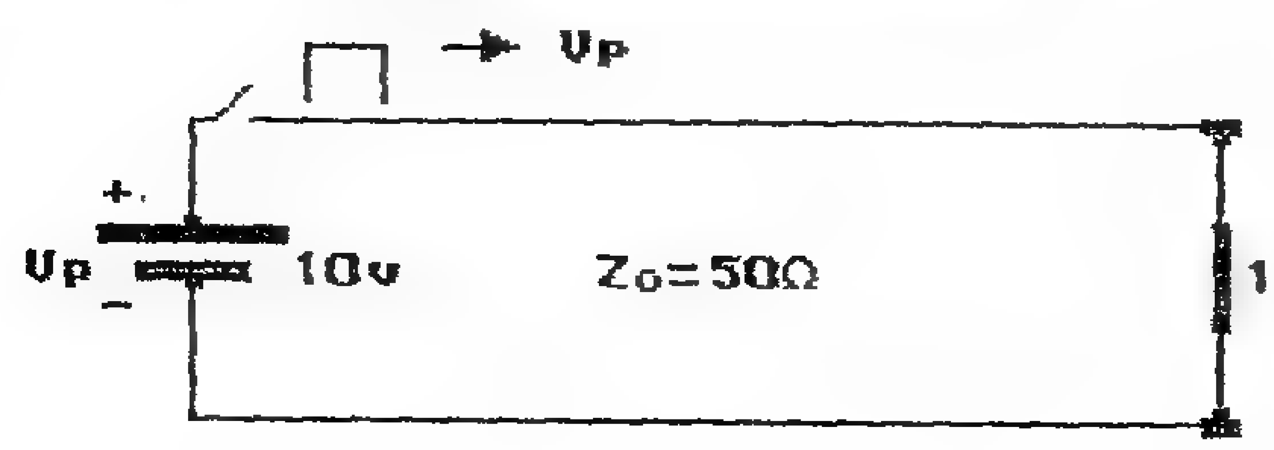
1°.-Se desea medir y/o calcular el valor de una impedancia de carga.Para ello se cortocircuita la línea de transmisión cuya Zo=100W y se mide la distancia de 5cm entre 2 mínimos. Se substituye el corto por la carga a medir.
Se observa que uno de los mínimos se corrió 1,04cm hacia el generador, midéndose un ROE = 2. Calcular la carga: Ya sea, mediante el abaco de Smith o analiticamente, teniendo en cuenta que la impedancia en un mínimo es:Zo/ROE.

2°.-En la siguiente linea de transmision se pide encontrar la diferencia de potencial en los bornes de salida.



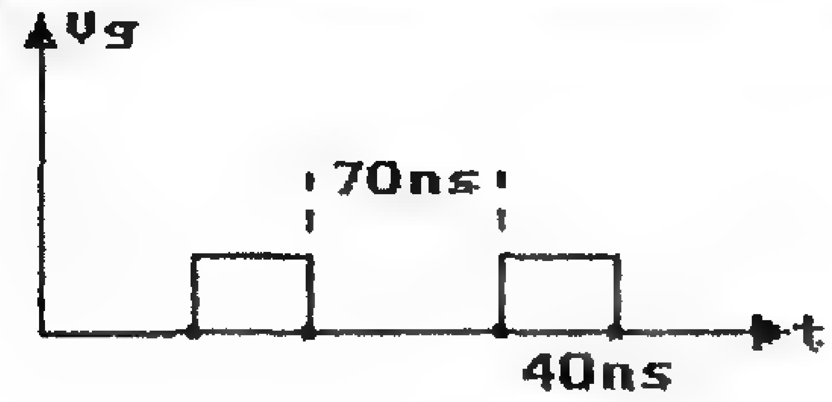
3°.La impedancia de entrada de una linea sin perdidas, a circuito abierto y a cortocircuito es respectivamente de $-J54{,}6\Omega$ y $J103\Omega$. Calcular la Impedancia caracteristica de dicha linea.

4°.Analizar el siguiente medio de enlace a partir del cierre del interruptor.
Calcular el coeficiente de reflexión en ambos extremos.Calcular la tensión del pulso reflejado en primera instancia.



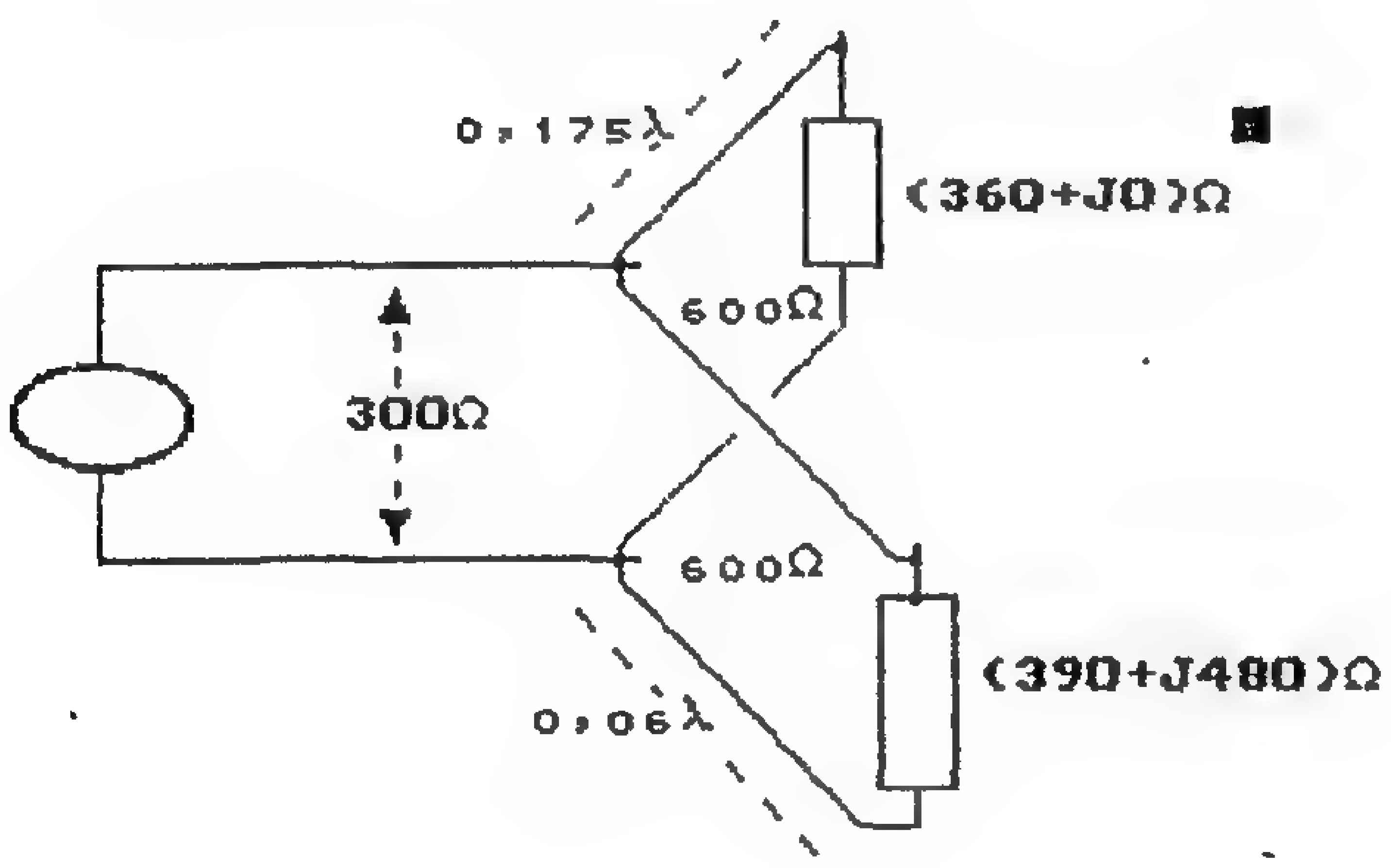
2° Parcial:medios de enlace.

1°.-Se alimenta un tren de pulsos a traves de una línea de transmisión de 3millas.Cada uno tiene una duración de 40ns y están separados entre sí por 70ns.¿ Cuantos pulsos puede haber en la línea en un cualquier tiempo dado?



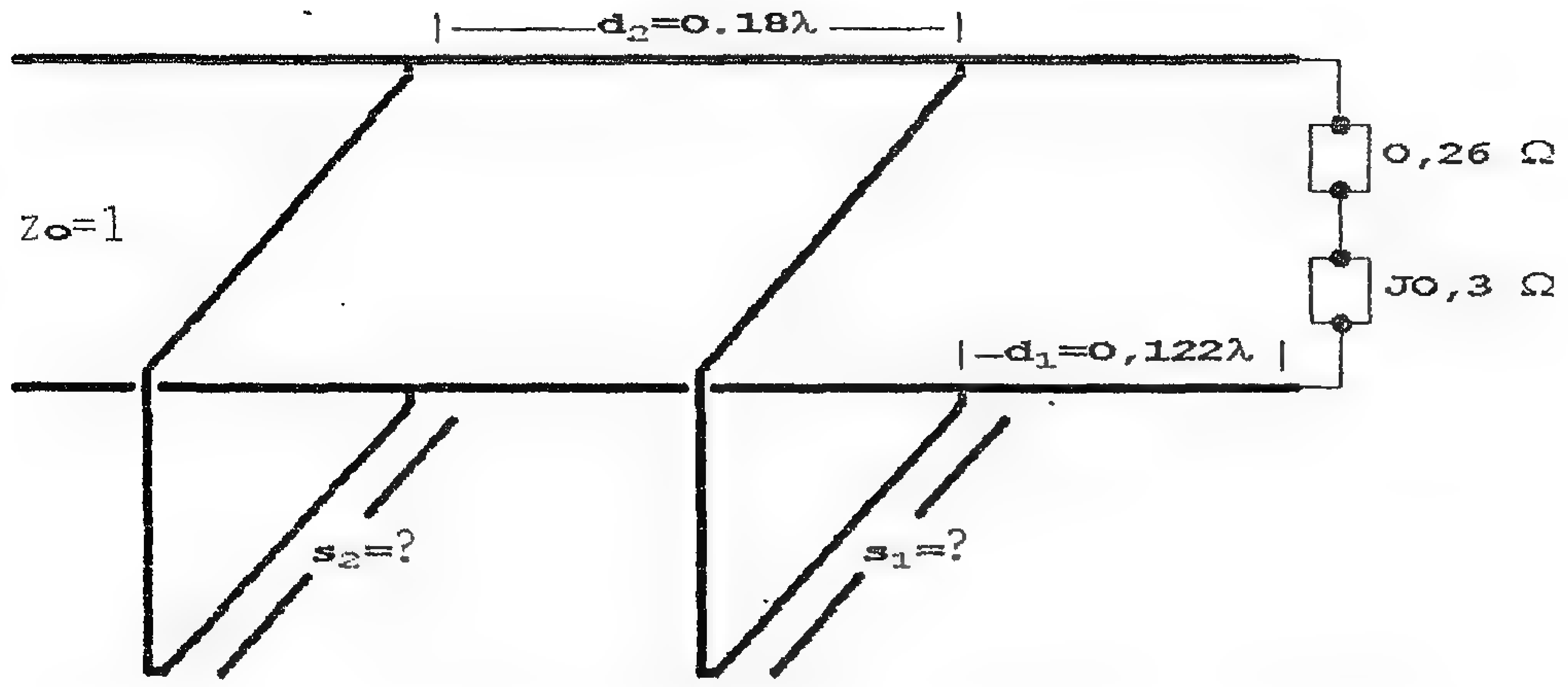
2°.Una línea de transmisión sin pérdidas de impedancia característica de 75 ohms terminada por una impedancia Z_R=(51,5+J45)W es alimentada por un generador que suministra 150mW.
a)¿Cual es el valor del coeficiente de reflexión?
b)¿Cual és la potencia transmitida a la carga?.
c)¿Cuales son los valores eficaces de la tensión y de la corriente en la carga?

3°.-Utilizando el grafico de Smith, determinar; a)La admitancia entre nudos. b)El ROE en la linea de 300ohmios.



4°.-Cuando una linea de transmision esta terminada en una carga de 90 Ω, se mide un ROE de 3. Cual es el valor de la impedancia caracteristica de esa línea?. Justificar.

ISBN 978.987.05.5845.3



En el grafico de Smith,trazamos una circunferencia $g_1 = 1$, girada $0{,}18\,\lambda$

Puntualizamos en el grafico la impedancia de carga normalizada.

$z_R = 0{,}26 + J0{,}3$ Punto 1

Trazamos una circunferencia centrica de ROE constante que pase por dicho punto 1.
En un punto diametralmente opuesto localizamos la admitancia normalizada de carga:

$y_R = 1{,}65 - J1{,}9$ Punto2

A partir del último punto, giramos hacia el generador ,sentido horario, $0{,}122\lambda$

La admitancia en la línea es: $0{,}3 - J0{,}5$ Punto 3

Allí, conectamos el primer Stub, lo cual significa transitar en la circunferencia excentrica $g = 0{,}3$ hasta cruzar la circunferencia, yá rebatida al inicio.

$y = 0{,}3 - J0{,}06 - Punto4$

El Stub conectado tiene una subsceptancia: $-0{,}5 - (-0{,}006) = J0{,}44$

Lo que se corresponde con: $\boxed{s_1 = 0{,}316\lambda}$

Giramos ahora $0{,}18\lambda$ llegamos $Punto5$ en $g = 1$ $y = 1 + J1{,}28$

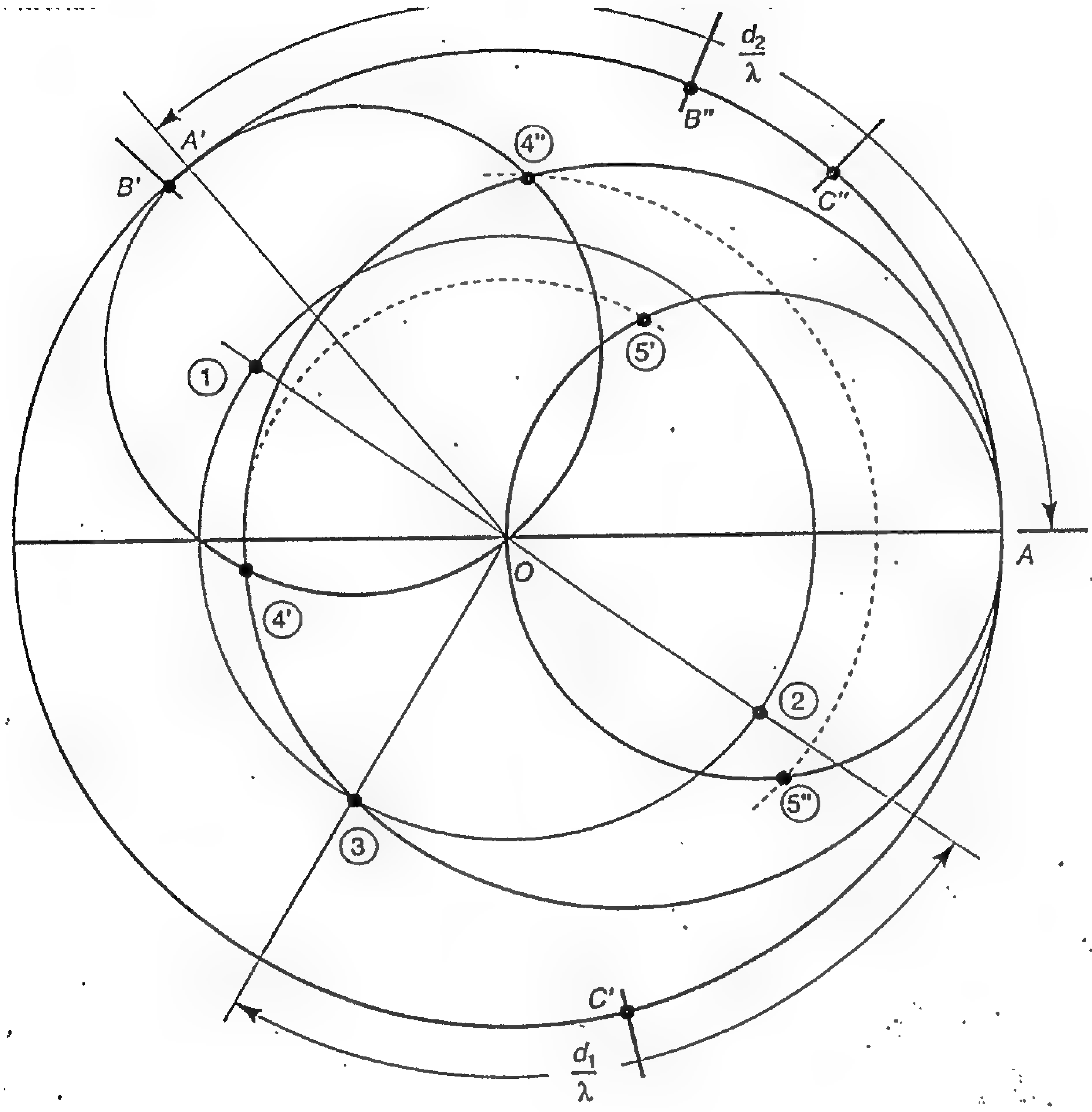
En el $\boxed{Punto\ \text{C` con - J1,28} \rightarrow s_2 = 0{,}105\lambda}$

De haber elegido el segundo cruce $Punto4'': 0{,}3 + J1$

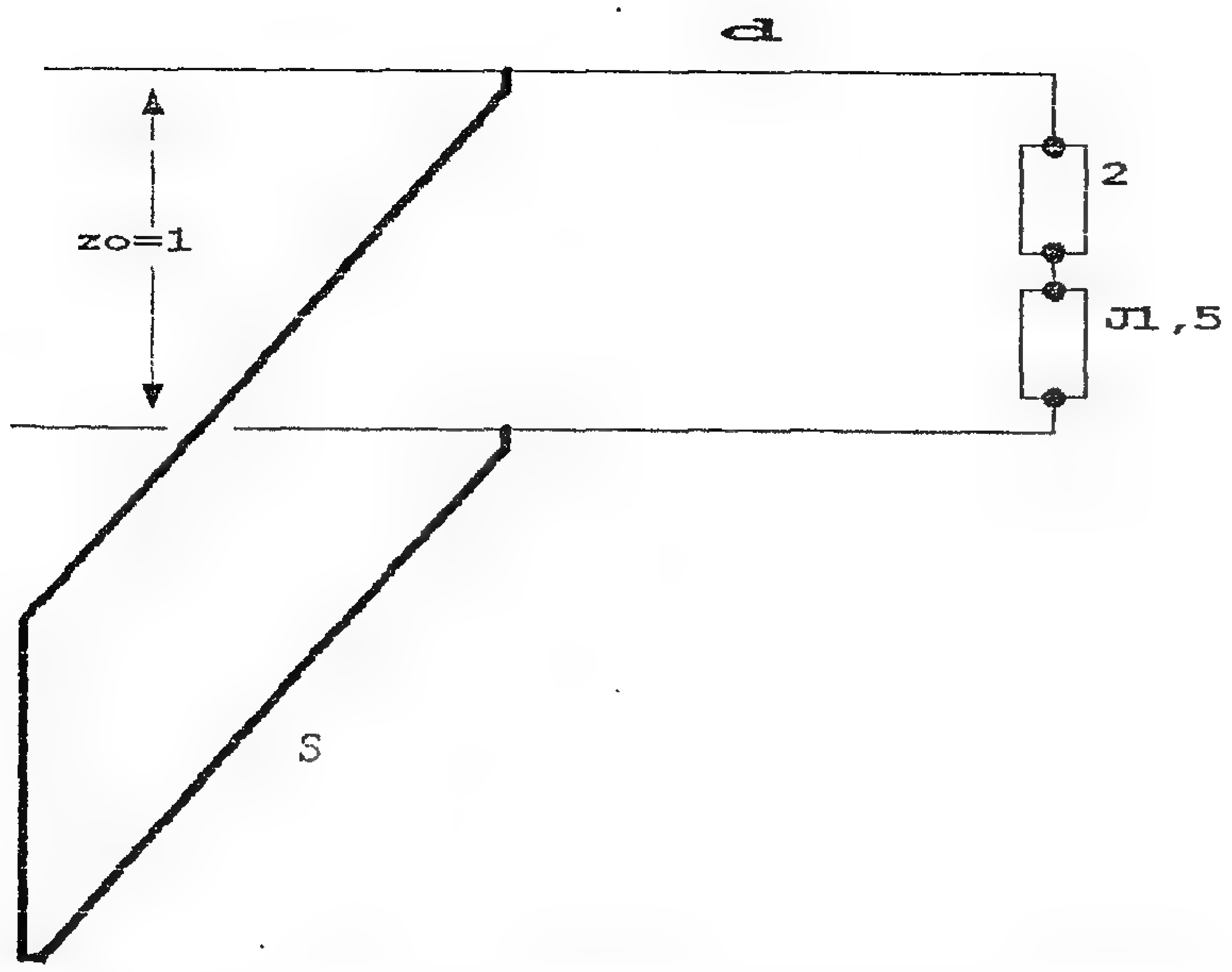
habríamos obtenido: $0{,}5 + 1) = J1{,}5$ Lo que se corresponde on: $\boxed{s_1'' = 0{,}406\lambda}$

Y consecuentemente: $\boxed{PuntoC'',1 - J2{,}2 \quad \rightarrow s''_2 = 0{,}432\lambda}$

ISBN 978.987.05.5845.3



ISBN 978.987.05.5845.3



Puntualizamos en el grafico la impedancia de carga normalizada.(punto 1). $2 + J1{,}5$

Trazamos una circunferencia centrica de ROE constante que pase por dicho punto 1.

En un punto diametralmente opuesto localizamos la admitancia normalizada de carga:

$0{,}32 - J0{,}24$ -Punto2.

A partir de alli en sentido horario transitamos a traves de la misma circunferencia hasta cruzar la circunferencia $g = 1$ en el primer cuce tenemos la primer solucion.

$Punto3, \quad y = 1 + J1{,}3 \quad d = 0{,}212\lambda$

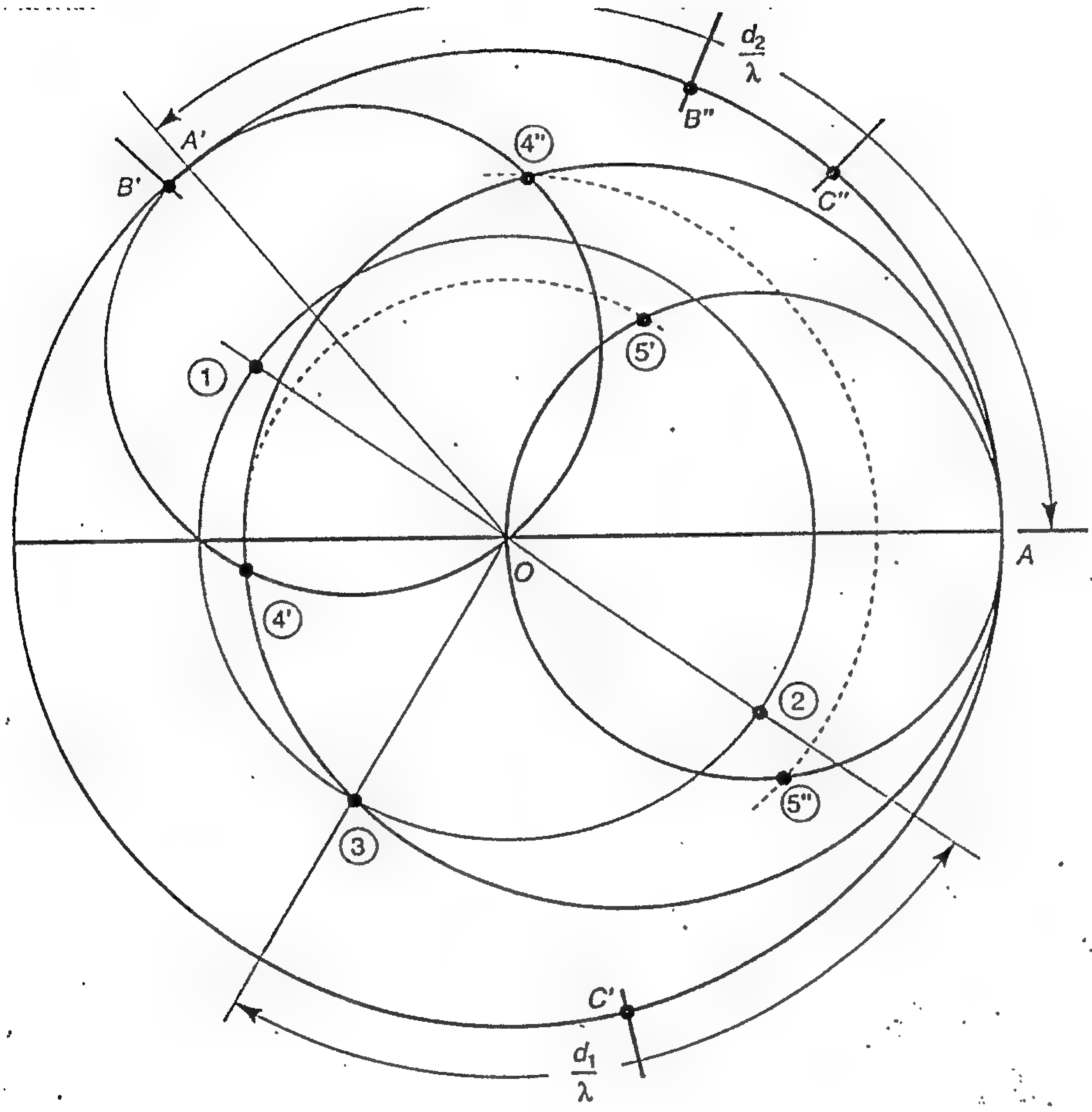
Para contrarestar la parte suscebtiva conectamos un Stub de $-J1{,}3$ PuntoB

Se corresponde con: $s = 0{,}104\lambda$

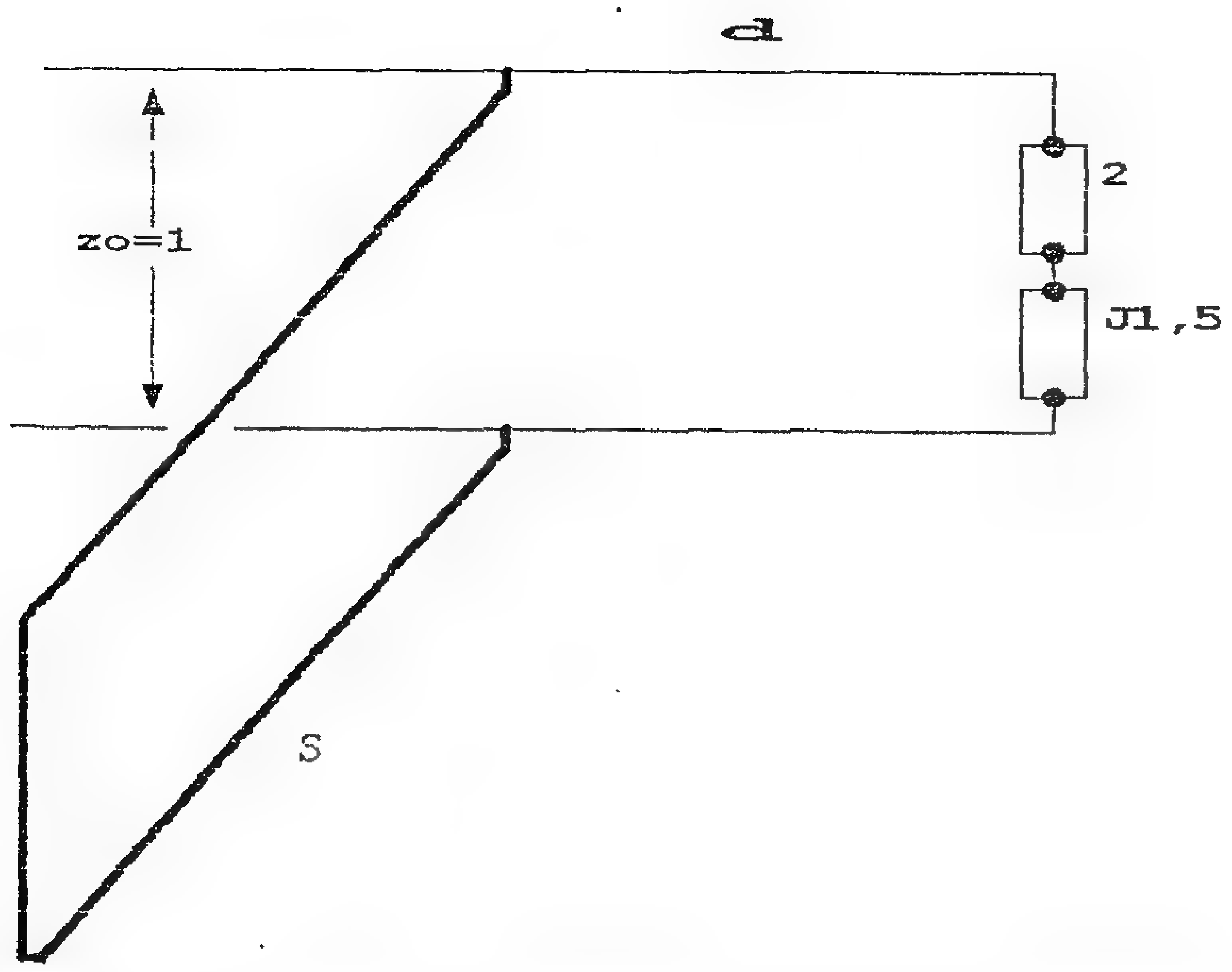
La segunda solucion la encontramos en el $Punto3`, 1 - J1{,}3$

Se corresponde con $d` = 0{,}372\lambda$ $\quad$ $s` = 0{,}396\lambda$(PuntoB`)

ISBN 978.987.05.5845.3



ISBN 978.987.05.5845.3



Puntualizamos en el grafico la impedancia de carga normalizada.(punto 1). $2 + J1{,}5$

Trazamos una circunferencia centrica de ROE constante que pase por dicho punto 1.

En un punto diametralmente opuesto localizamos la admitancia normalizada de carga:

$0{,}32 - J0{,}24$ -Punto2.

A partir de alli en sentido horario transitamos a traves de la misma circunferencia hasta cruzar la circunferencia $g = 1$ en el primer cuce tenemos la primer solucion.

$Punto3, \quad y = 1 + J1{,}3 \qquad d = 0{,}212\lambda$

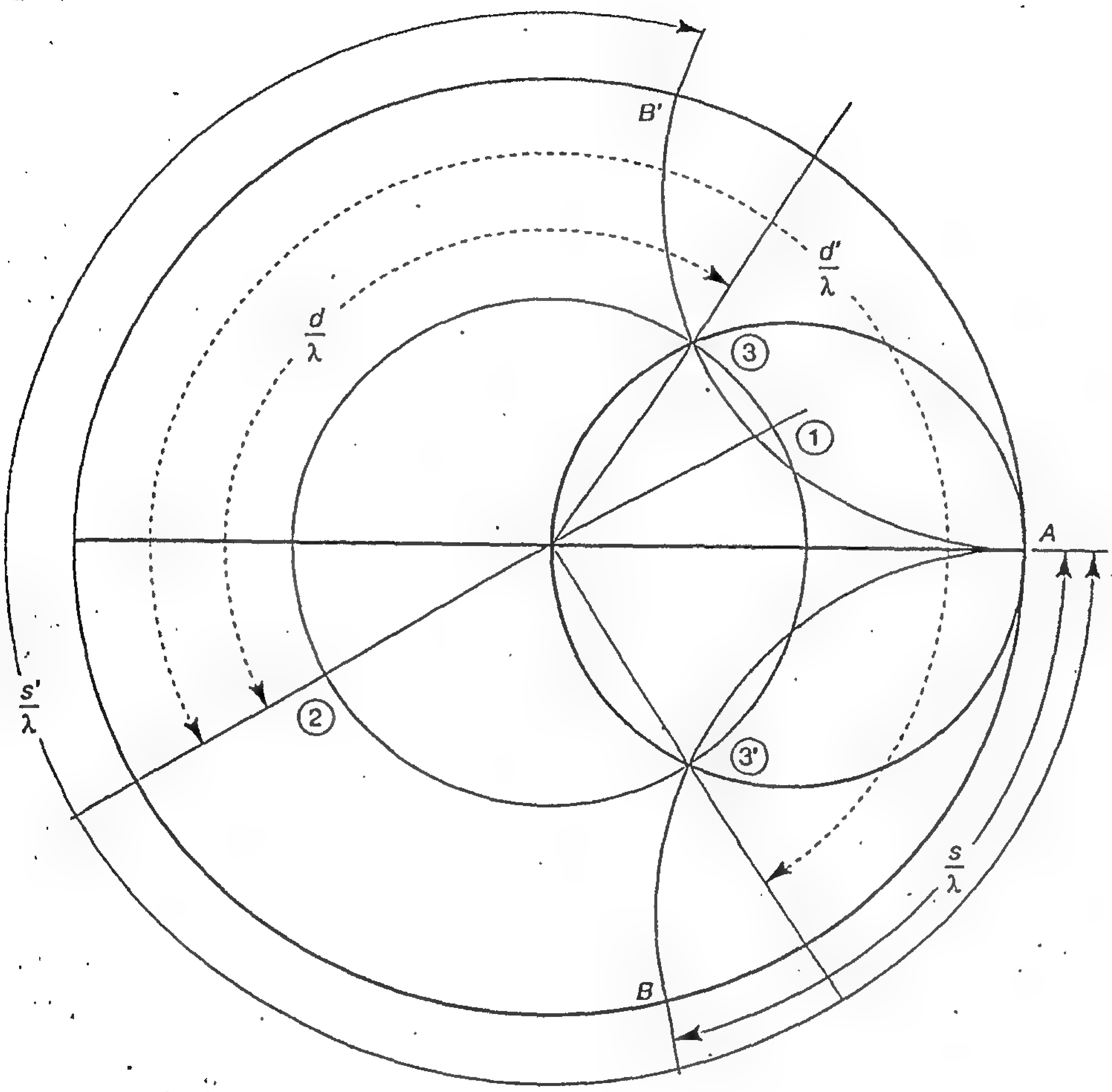
Para contrarestar la parte suscebtiva conectamos un Stub de $-J1{,}3$ PuntoB

Se corresponde con: $s = 0{,}104\lambda$

La segunda solucion la encontramos en el $Punto3`, 1 - J1{,}3$

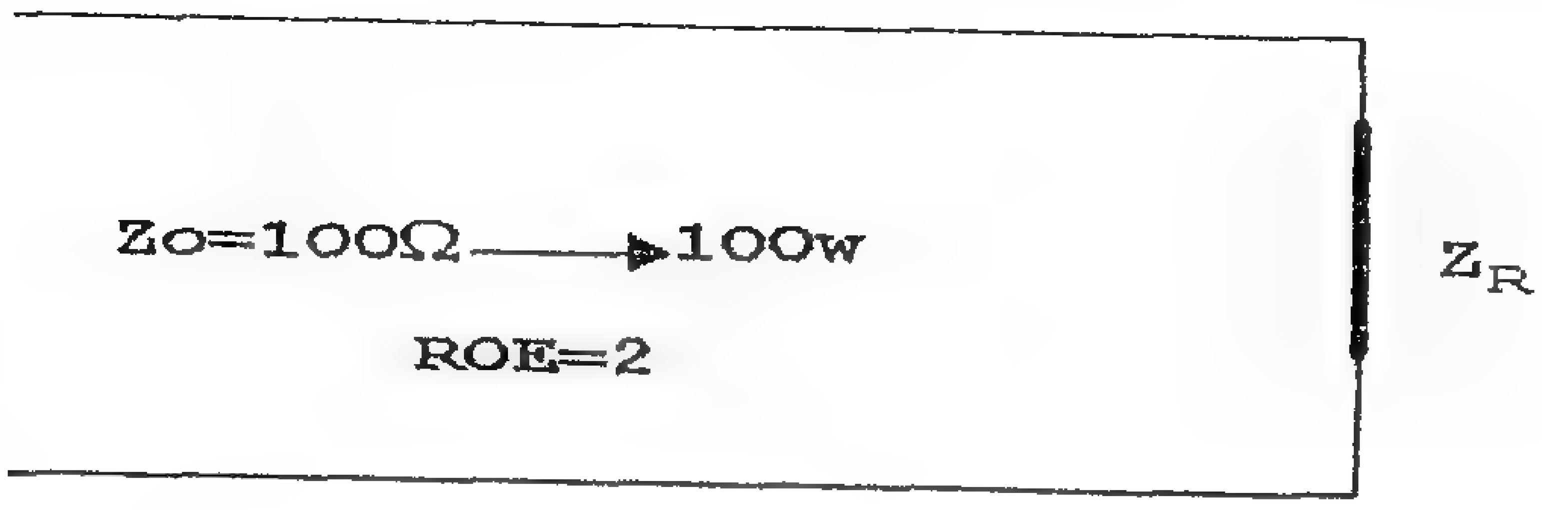
Se corresponde con $d` = 0{,}372\lambda \qquad s` = 0{,}396\lambda$(PuntoB`)

ISBN 978.987.05.5845.3



ISBN 978.987.05.5845.3

Sea una línea sin pérdidas, transportando una potencia de 100watio,Zo=100 Ohms, ROE=2. Calcular los valores eficaces,máximo y mínimo de tensión y corriente.



SOLUCION

$$Z_{MAX} = Zo \times ROE = 100 \times 2 = 200\Omega \qquad Z_{\min} = \frac{Zo}{2} = 50\Omega$$

$$100w = \frac{V_{MAX}^2}{Z_{MAX}} = \frac{V_{MAX}^2}{200} \qquad \mathrm{V_{MAX}} = \sqrt{20000} = 141volt$$

$$100w = \frac{V_{\min}^2}{Z_{\min}} = \frac{V_{\min}^2}{50} \qquad \mathrm{V_{min}} = \sqrt{50000} = 70{,}7volt$$

Para calcular las corrientes máxima y mínima uno de los caminos son:

$$100w = V_{MAX} \times I_{\min} = V_{\min} \times I_{MAX}$$

$$I_{MAX} = \frac{100}{70{,}7} = 1{,}41A \qquad \mathrm{I_{min}} = \frac{100}{141} = 0{,}707A$$

Por otra parte, si la carga es real y suponemos que es menor que la característica deducimos entonces que $Z_R = 50\Omega$z:

ISBN 978.987.05.5845.3

Se sabe que el primer mínimo se encuentra: $d_{\min} = 0{,}75m$ $\lambda = 10m$

Se pide el coeficiente de reflexion y la impedancia de carga.

SOLUCION

$$\Gamma = \frac{ROE-1}{ROE+1} = \frac{2-1}{2+1} = \frac{1}{3} \qquad \theta - 2.\beta.d_{\min} = \pi$$

$$\theta = \frac{4.\pi.0{,}75}{10} + \pi = 1{,}3.\pi \qquad \Gamma_R = 0{,}333 \times e^{J234°}$$

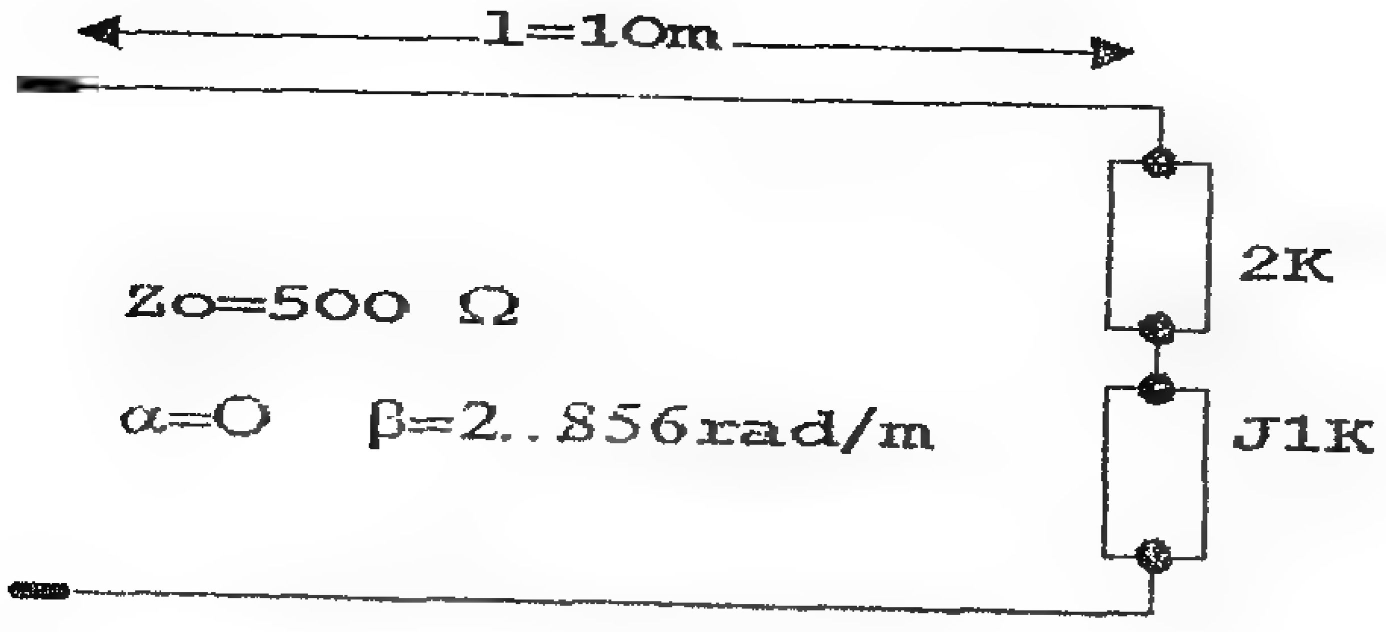
$$Z_R = Z_O.\frac{1+\Gamma_R}{1-\Gamma_R} = 100\frac{0{,}804 - J0{,}270}{1{,}196 + J0{,}279} = 100\frac{0{,}848.e^{-J18{,}56°}}{1{,}226.e^{J12{,}72°}}$$

$$Z_R = 69{,}17 \times e^{-J31{,}28°} = 59{,}115 - J35.915\ \Omega$$

La corriente y potencial en la carga: $$I_R = \sqrt{\frac{2.P}{R_R}} = \sqrt{\frac{200}{59{,}115}} = 1{,}84A$$

$$V_R = |Z_R|.I_R = 127{,}27volt$$

ISBN 978.987.05.5845.3



$I_R = 0{,}0341 . e^{-j45,166°}$ A

1°.-Calcular la tension y la corriente a la entrada.
2°.-Deducir la impedancia de entrada y verificar resultados.
3°.-Calcular la potencia activa transportada por la línea.

$$V(l) = \left(\frac{V_R + I_R.Zo}{2}\right).e^{J\beta.l} + \left(\frac{V_R - I_R.Zo}{2}\right)e^{-J\beta.l}$$

$$V_R = I_R.Z_R = \left(0{,}0341 \times e^{-J45,166°}\right) \times (2000 + J1000)$$
$$= (0{,}024 - \mathrm{J}0{,}024) \times (2000 + J1000)) =$$
$$= (48 + 24) + J(-48 + 24) = 72 - J24$$

$$I_R.Zo = 17{,}05 \times e^{-J45,1666°} = 12{,}022 - J12{,}091$$

$$V_R + I_R.Zo = 84{,}022 - J36{,}091$$
$$V_R - I_R.Zo = 59{,}98 - J11{,}901$$

$$\beta.l = 2{,}856 rad / m \times 10m = 28{,}56 rad = 196{,}37°$$
$$e^{J196.37} = Cos196{,}37 + JSen196{,}37 = -0{,}96 - J0{,}28$$
$$e^{-J196.37} = -0{,}96 + J0{,}28$$
$$V = (42{,}011 - J18{,}0455).(-0{,}96 - J0{,}28) + (30 - J5{,}95)(-0{,}96 + J0{,}28$$

$$V = (-45{,}383) - J(5{,}56) + (-27{,}134) + J(14{,}112) = -75{,}52 - J8{,}552$$

$$V_e = |76| \angle 6.46°$$

ISBN 978.987.05.5845.3

La funcion corriente tal como se vé en el presente texto:

$$I(l)=\left(\frac{V_R+I_R.Zo}{2.Zo}\right).e^{J\beta.l}-\left(\frac{V_R-I_R.Zo}{2.Zo}\right)e^{-J\beta.l}$$

Efectuando los correspondientes reemplazos y haciendo los mismos cálculos:

$$I_e=0{,}047.e^{J47.28^\circ}$$

La impedancia de entrada:

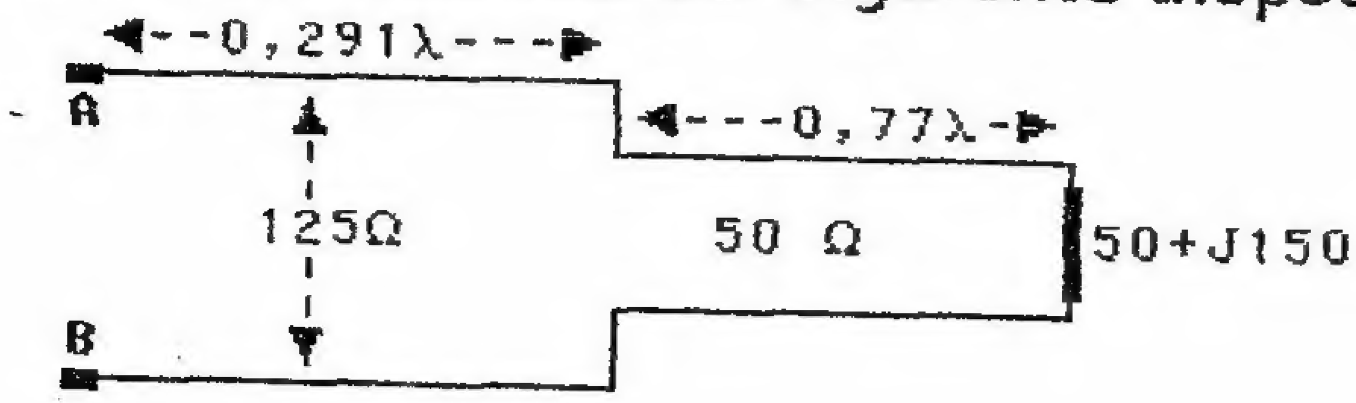
$$Z_e=\frac{V_e}{I_e}=\frac{76.e^{J6.46}}{0{,}047.e^{J47.28}}=1617{,}02.e^{-J40{,}82}$$

La potencia activa al igual que en un circuito de corriente alterna.

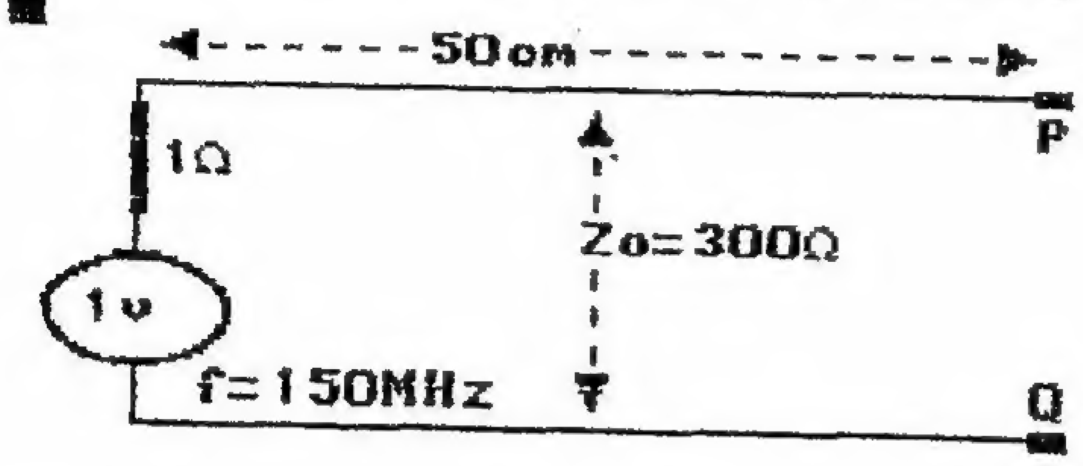
$$P_{ACT}=\frac{1}{2}76\times 0{,}047\times Cos40{,}82^\circ=1{,}35{,}1watt$$

ISBN 978.987.05.5845.3

1°.-Mediante la utilizacion del grafico de Smith, se pide calcular la impedancia de entrada del siguiente dispositivo.

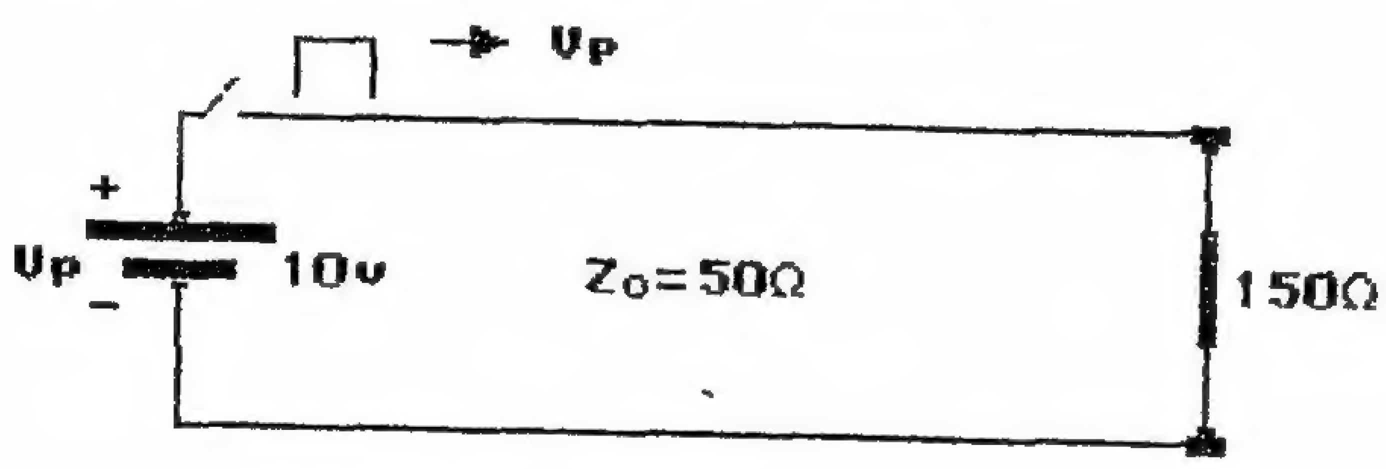


2°.-En la siguiente linea de transmision se pide encontrar la diferencia de potencial en los bornes de salida.



3°.La impedancia de entrada de una linea sin perdidas, a circuito abierto y a cortocircuito es respectivamente de $-J54{,}6\Omega$ *y* $J103\Omega$. Calcular la Impedancia caracteristica de dicha linea.

4°.Analizar el siguiente medio de enlace a partir del cierre del interruptor. Calcular el coeficiente de reflexión en ambos extremos. Calcular la tensión del pulso reflejado en primera instancia.



ISBN 978.987.05.5845.3

1°.-Una línea de transmisión de bajas pérdidas tiene una impedancia característica de 50Ω y su longitud es de 2,4 λ.A nivel de la carga se tiene un ROE=4 mientras que a la entrada es un ROE=3.La distancia al primer mínimo es de 0,10λ. Se pide;
1°.-)Atenuación total , 2°.-)Impedancia de Carga, 3°.-)Impedancia en la entrada.
a).-analíticamente...............b).-con el ábaco de Smith

2°..La impedancia de entrada de una linea sin perdidas, a circuito abierto y a cortocircuito es respectivamente de $-J50\Omega$ y $J50\Omega$.
Se pide:1°).- impedancia característica Z_0 2°) longitud de la linea en longitudes de onda λ

3°.-Una línea de transmisión sin pérdidas que opera en la frecuencia de 4,5Gigahertz tiene por parámetros L=24mH/m y Zo=85Ω Calcular la constante de fase b y la velocidad de propagación.

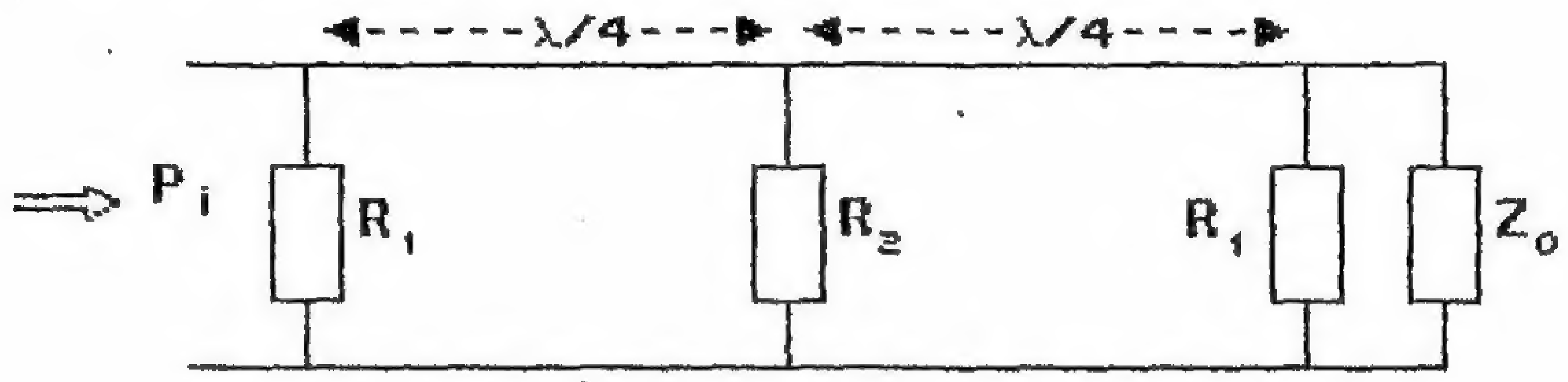
4°.-Se toman lecturas de tensión y corriente a lo largo de la línea.La máxima lectura de tensión es de 60volt y la mínima de 20volt. Si la máxima lectura de corriente es de 2,5Amp.Se pide:
a).-¿I_{min}? b).-¿ ROE? .....c).-¿ U_{inc}?...........d).-¿ U_{reflex}?

ISBN 978.987.05.5845.3

1º.-Una línea de transmision de alta frecuencia, de pérdida despreciable, tiene una impedancia caracteristica de 600Ω, Calcular la relacion de ondas estacionarias cuando la carga es de $(500+J3000)\Omega$

2º.-Una línea bifilar abierta tiene una impedancia caracteristica de 600Ω y alimenta una carga Z_R real . El ROE medido es de $1{,}5$ y el primer máximo se produce a los 20cm.La señal inyectada tiene una frecuencia de $300MHz$.Encontrar la impedancia de carga.

3º.-El siguiente circuito ,que corresponde a un conector atenuador de microondas, cuenta con una impedancia característica de 50Ω y se halla adaptado tanto a la entrada como a la salida.Se le inyecta una potencia incidente de 0,9watios de la cual un tercio se disipa en $R1$. Calcular:



a).-R_1 y R_2.Justificar

b).-Potencia disipada en $R1$ y $R2$ Justificar

c).-Potencia Transmitida a Z_O.Justificar

4º.En una línea de transmisión aparecen simultáneamente 4,5ciclos de una señal de 2,5Megahertz.¿Cual es la longitud de la línea?

ISBN 978.987.05.5845.3